

MIRCEA A. CIUGUDEAN



STABILIZATOARE DE TENSIUNE

CU CIRCUITE INTEGRATE LINIARE

Reg. 3  
LM723  
DIMENSIONARE

EDITURA DE VEST



**MIRCEA A. CIUGUDEAN**

**STABILIZATOARE DE TENSIUNE  
CU CIRCUITE INTEGRATE LINIARE  
DIMENSIONARE**





## PREFATĂ

Mi-am dorit de mult să scriu această carte, deoarece în toate aparatele electronice sunt utilizate alimentatoare stabilizate și nicăieri nu se găsește calculul lor. Au trecut, poate, zece ani de când m-am decis să o scriu și regret mult această întârziere, motivată de lipsa de timp. Ea include peste douăzeci de ani de experiență în domeniul calculului stabilizatoarelor de tensiune cu componente discrete și cu circuite integrate liniare. Din această experiență a rezultat clar că toate schemele de stabilizatoare de tensiune, precum și redresoarele ce le alimentează trebuie calculate pentru cazul concret dorit. Este surprinzător ce multe calcule sunt necesare chiar la scheme simple de stabilizatoare, pentru ca acestea să reușească, pentru a se aprecia performanțele lor de stabilizare a tensiunii sau pentru a se dispune de datele necesare la calculul redresorului de alimentare. Aproape toate calculele noastre au fost verificate experimental, de-a lungul timpului, iar precizia lor este destul de bună pentru majoritatea aplicațiilor.

În 1983, 1986 și în 1991 am lansat, la aceeași editură, trei volume, în care a fost cuprins câte un capitol despre stabilizatoare de tensiune cu circuite integrate liniare specializate, dar extinderea acestuia nu a depășit 75 pagini. De asemenea, au fost prezentate doar câteva tipuri de stabilizatoare integrate. Știu că, totuși, aceste materiale au fost mult utilizate și apreciate de electroniști, astfel că tirajul celor trei cărți nu a fost satisfăcător, chiar dacă cea din 1986 a fost editată în 42 000 exemplare.

Prezentă lucrare include însă o serie largă de stabilizatoare cu circuite integrate liniare specializate (denumite și regulatoare de tensiune integrate), fiind aproape completă în acest domeniu. Ea permite electroniștilor să înțeleagă foarte bine funcționarea stabilizatoarelor de tensiune, să-și aleagă schema potrivită, să o calculeze și să o realizeze cu succes. Este vorba de stabilizatoare pentru tensiuni fixe ori ajustabile de până la cca 30 V și curenți de până la 5...7 A, cu performanțe deosebite de stabilitate. Este, practic, acoperită toată gama circuitelor integrate liniare specializate produse de numeroase firme. Toate calculele pe care le expunem reprezintă metode de proiectare originale ale autorului, care doar în mică măsură (un capitol) se regăsesc în cărțile sale anterioare. Întrucât producția românească de regulatoare integrate s-a diminuat, am decis să utilizez aproape exclusiv componente integrate și discrete produse de firma SGS Thomson Microelectronic. Având în vedere asemănarea regulatoarelor integrate ale diferitelor firme producătoare, dispunând de catalogul acestora (eventual de pe Internet), utilizatorii pot ușor să preia datele corespunzătoare pentru a adapta calculele la diverse alte tipuri.

Fiecare capitol include prezentarea unui anumit regulator integrat, relațiile



de calcul ce trebuie utilizate pentru schema de aplicație uzuală și un exemplu concret de calcul. Urmărind metodologia utilizată de noi, nu este foarte greu să se pună la punct și calculul altor scheme de stabilizatoare, cu alte tipuri de regulatoare integrate liniare. La majoritatea schemelor calculate în carte se prezintă și modul de estimare a performanțelor stabilizatorului în cazul cel mai defavorabil. Ținând cont de prevederi recente ale Comisiei Electrotehnice Europene, privind alimentarea aparaturii electronice, în carte este inclusă și alimentarea modernă prin circuite cu factor de putere corectat. Cu ajutorul anexelor, electroniștii pot să-și calculeze și redresorul de alimentare, precum și transformatorul de rețea necesar, cu o precizie deosebită la realizare, datorită unor formule de calcul perfecționate și verificate de autor de-a lungul anilor. Deoarece orice lucrare mai poate fi perfecționată, îi rog pe utilizatori să-mi transmită orice observație, pe e-mail, la adresa : [mc@ee.utt.ro](mailto:mc@ee.utt.ro).

O importantă contribuție, directă sau indirectă, la realizarea acestei cărți o are familia mea: Marcela Ciugudean în legătură cu redactarea textului, iar Lucian Ciugudean cu privire la calculatoare și imprimante.

Mulțumim societăților ALCATEL NETWORK SYSTEMS, UNITED PANEUROPEAN COMMUNICATIONS și MOBIFON-CONNEX pentru sprijinul acordat în vederea publicării acestei lucrări.

**Autorul**



## CAPITOLUL 1

# INTRODUCERE

Alimentarea circuitelor electronice cu performanțe bune se face prin tensiuni continue stabilizate. Circuitele care produc aceste tensiuni se numesc "stabilizatoare" de tensiune. Ele s-au realizat la început cu componente discrete (tranzistoare și componente pasive). Cu ceva mai înainte de anul 1970 au apărut însă primele circuite integrate cu această destinație.

În cele ce urmează, pentru o claritate mai bună a materialului, se va utiliza noțiunea de "regulator" pentru circuitul integrat iar noțiunea de "stabilizator" pentru circuitul complet, compus din regulatorul integrat și o serie de componente externe active și pasive, care reprezintă o sursă de tensiune stabilizată.

Reglatoarele integrate sunt circuitele integrate cel mai mult folosite, după amplificatoarele operaționale, în aparatura electronică. Ele sunt ușor de utilizat iar calculele de dimensionare se simplifică în cele mai multe cazuri.

Se practică cel mai frecvent sisteme de alimentare "distribuite". Astfel, o tensiune redresată și filtrată dar nestabilizată, se aplică la fiecare placă electronică din aparat, iar aici se folosește câte un regulator integrat "local" care stabilizează tensiunea la valoarea dorită.

Există două categorii de stabilizatoare de tensiune: liniare și cu comutație. Primele sunt denumite astfel din cauză că tranzistoarele ce realizează reglarea tensiunii de ieșire la valoarea prestabilită lucrează în regim liniar (nu ajung în saturație ori blocare). În al doilea caz, tranzistoarele principale funcționează în comutație, la o frecvență egală sau mai mare de 20kHz [2].

### 1.1. Comparație între stabilizatoarele de tensiune liniare și cele cu comutație

Până acum cca 18 ani nu era practic altă alternativă pentru alimentarea aparaturii electronice decât aceea a stabilizatoarelor liniare. În prezent se dispune de circuite integrate pentru realizarea ambelor tipuri de alimentări. Deocamdată nu se poate spune că un tip se impune în detrimentul celuilalt, aplicațiile făcând apel la unul sau altul în proporții similare [16]. Despre stabilizatoarele de tensiune cu comutație s-au scris mai multe lucrări dedicate decât pentru cele liniare.



**Avantajele alimentatoarelor liniare** (incluzând transformatorul de rețea, redresorul și stabilizatorul de tensiune liniar) sunt următoarele [2] :

- sunt mai ușor de realizat (în special când se utilizează regulatoare integrate cu 3...4 pini),
- permit obținerea de tensiuni foarte stabile, inclusiv la variația temperaturii mediului,
- sunt foarte puțin perturbatoare (paraziții radiați și transmiși sunt în general neglijabili),
- prezintă practic un zgomot neglijabil la ieșire,
- au prețul de cost mai redus.

**Dezavantajele alimentatoarelor liniare** sunt ;

- necesită un transformator de rețea greu, voluminos,
- tranzistorul de reglare principal disipă o putere mare și necesită în multe cazuri radiator de gabarit important,
- au randamentul relativ scăzut, în special la curenți mai mari de 1-2 A (60%).

**Avantajele alimentatoarelor cu comutație** sunt următoarele [2] :

- transformatorul necesar lucrează în regim de impulsuri și datorită frecvenței ridicate are o dimensiune redusă,
- condensatorul de filtraj are dimensiune redusă, tot datorită frecvenței de lucru ridicate,
- tranzistorul de reglaj, lucrând în comutație, disipă o putere mai mică și eventualul radiator pentru acesta este de dimensiuni reduse,
- au randamentul mai ridicat ( $\geq 81\%$ ).

Rezultă, prin urmare, că stabilizatoarele cu comutație au gabaritul mai redus decât cele liniare pentru aceleași condiții impuse la ieșire.

**Inconveniente**le alimentatoarelor cu comutație sunt :

- se realizează mai greu decât cele liniare,
- stabilizarea tensiunii de ieșire este mai puțin performantă,
- prezintă în tensiunea de ieșire o perturbație cu frecvența de comutație, care poate deranja în funcționare unele circuite alimentate,
- radiază câmp perturbator variabil cu frecvența de comutație care poate deranja în funcționare circuitele învecinate,
- se micșorează randamentul la curenți de sarcină reduși, ceea ce impune realizarea unui regulator cu funcționare prin "salve" (cerință importantă la aparatura portabilă).

Alegerea între alimentatoare liniare și cu comutație se face în funcție de destinația alimentatorului ce trebuie realizat, de schemele aflate în vecinătate și de prețul de cost.



Se poate spune, simplificând puțin lucrurile, că [2] :

-alimentatoarele cu comutație cu transformator sunt folosite întotdeauna când se dorește un câștig în greutate și volum fără prea multe constrângeri de stabilitate a tensiunii și de neperturbare a circuitelor învecinate (exemple: alimentarea calculatoarelor, a consolelor informatice, a televizoarelor, a surselor de putere medic și mare din laboratoare etc.),

-alimentatoarele cu comutație cu bobine comutate sunt folosite pentru a genera tensiuni mai mari sau de semn contrar cu cea redresată (exemple: convertoare din 6V în 12V sau din 5V în  $\pm 15V$  etc.),

-alimentatoarele liniare sunt utilizate întotdeauna când sunt cerute tensiuni foarte bine stabilizate (exemple: alimentatoare din laboratoarele de testare, alimentatoare pentru scheme electronice pretențioase și performante),

-alimentatoarele liniare sunt utilizate întotdeauna când se impun surse simple, ieftine, ușor de realizat, dar de curent de ieșire  $\leq 1...2A$ .

-alimentatoarele liniare sunt utilizate atunci când transmiterea de perturbații circuitelor alimentate și învecinate nu este admisă.

Gabaritul transformatorului de rețea utilizat de sursele liniare poate fi redus cu cca 40%, dacă între redresor și stabilizatorul liniar se intercalează un circuit denumit "corector al factorului de putere" PFC (*power factor corector*) [6]. Acest tip de alimentator este prezentat și calculat în Capitolul 17 al cărții de față, reprezentând o soluție recomandată de norme electrotehnice internaționale.

## 1.2. Scheme bloc de bază ale reguletoarelor de tensiune integrate

Structura majorității reguletoarelor integrate este prezentată în fig.1.1. Ea este asemănătoare cu aceea a stabilizatoarelor cu componente discrete ori cu aceea a stabilizatoarelor ce utilizează un amplificator operațional [32].

Astfel, schema bloc include un element de reglare serie (ERS), un amplificator de eroare (AE), o sursă de tensiune de referință (STR), un divizor de tensiune de ieșire (DE), un circuit de polarizare, un circuit de pornire și circuite de protecție a ERS (cu linie întreruptă s-a trasat alimentarea amplificatorului AE).

Elementul de reglare serie are rolul de a prelua diferența de tensiune variabilă dintre ieșire și intrare, permițând astfel menținerea unei tensiuni  $V_s$  constante. El conduce curentul de sarcină de valoare importantă, astfel că pe el se disipă o putere de care trebuie ținut cont la dimensionarea stabilizatorului.

Amplificatorul de eroare, împreună cu etajul lui de ieșire format din ERS și cu divizorul de ieșire DE reprezintă un amplificator cu reacție negativă paralel-serie, deci cu amplificare fixă, impusă de rezistențele  $R_1, R_2$ . La intrarea acestui amplificator se aplică o tensiune constantă (stabilă)  $V_{ref}$  realizată de STR. Datorită amplificării fixe,



la ieșire va rezulta tot o tensiune constantă  $-V_s$ . De obicei AE este un amplificator diferențial cu amplificare mare.

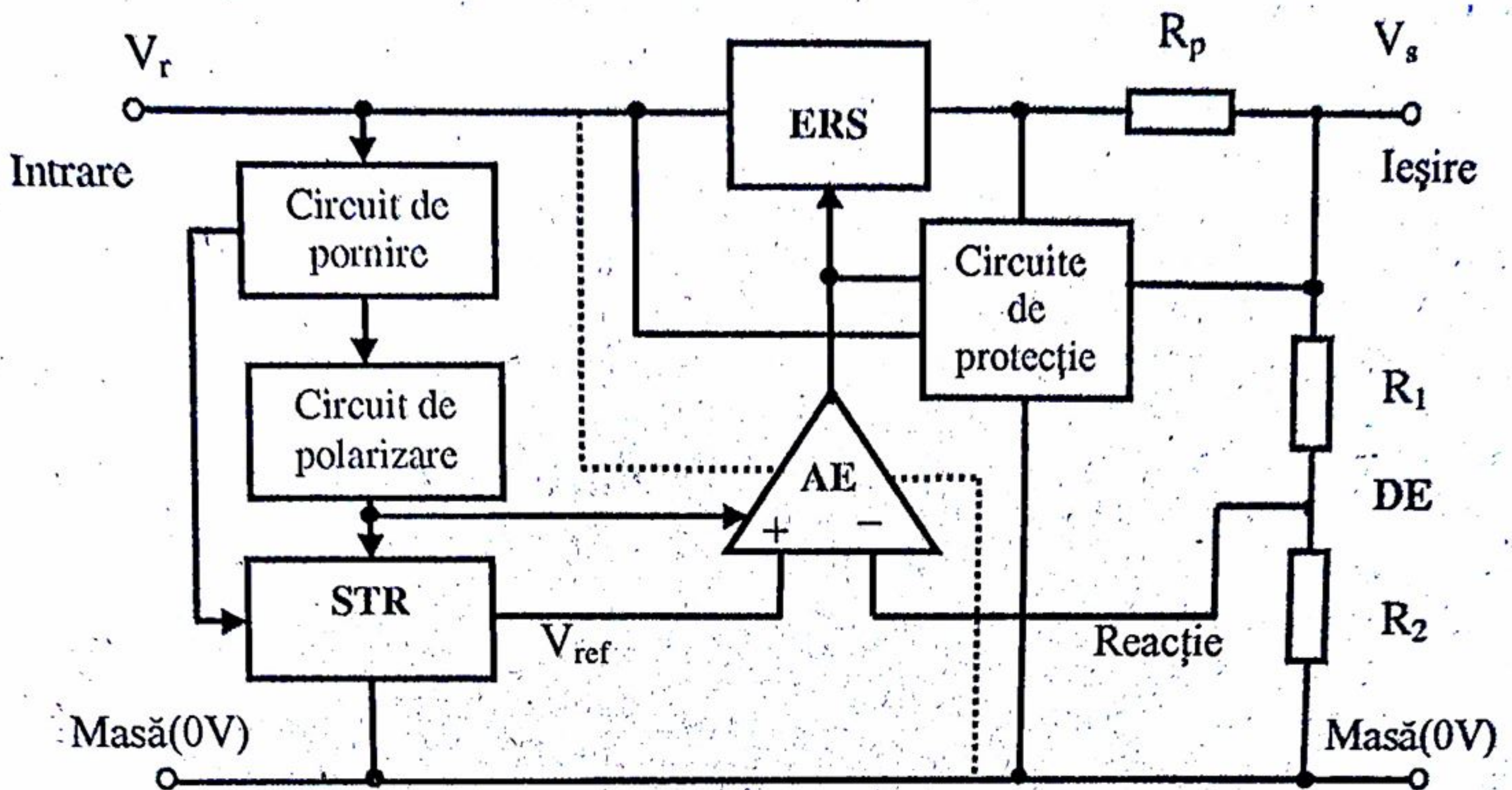


Fig. 1.1. Structura unui regulator integrat uzual.

Problema protecției ERS este esențială pentru regulatoarele de tensiune integrate întrucât ea asigură delimitarea zonei de funcționare sigură a integratelor (fig. 1.8). Despre protecții se va discuta mai amănunțit într-un paragraf special.

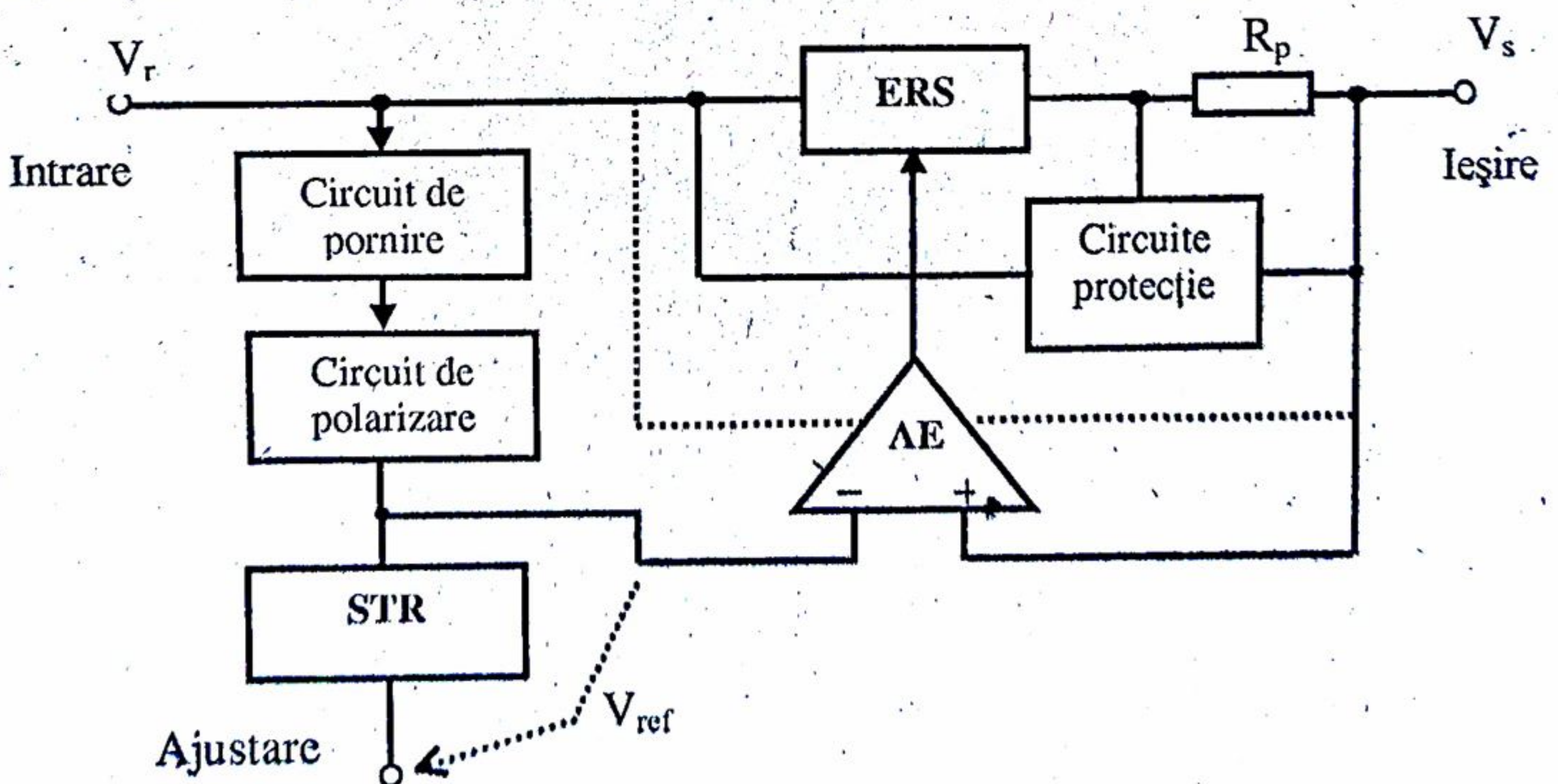


Fig. 1.2. Structura reguletoarelor cu 3 pini.



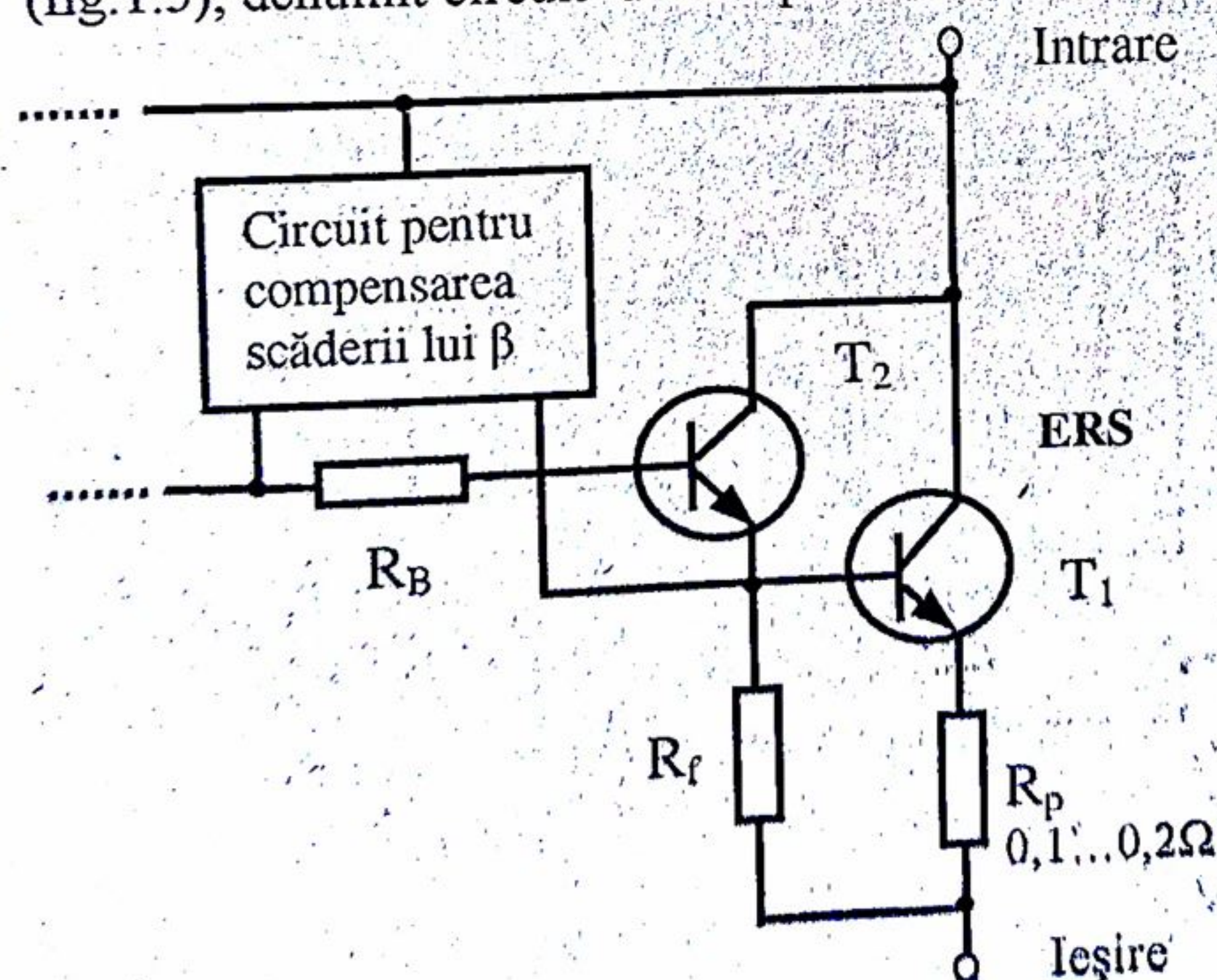
Cele mai multe regulatoare integrate includ un circuit de pornire care are rolul de a asigura stabilirea surselor de curent ale circuitului de polarizare în stare normală. Altfel, aceste surse intră într-o stare anormală de funcționare, în care rămân "agățate".

O altă categorie de regulatoare integrate prezintă, față de cele cu structura de mai sus, modificări în scopul reducerii numărului de terminale la 3 sau 4. Pentru aceasta terminalul "masă" nu mai este folosit, blocurile sunt polarizate și alimentate între intrare și ieșire, cu excepția sursei de tensiune de referință care are un pin scos spre exteriorul integratului (fig. 1.2). Intrucât terminalul "ajustare" este folosit și pentru închiderea reacției negative de la ieșirea regulatorului, sursa de tensiune de referință (STR) este interconectată într-un mod special cu amplificatorul de eroare AE.

### 1.3. Elementele de reglare serie folosite în regulatoarele integrate

În regulatoarele integrate de putere medie-mare actuale se folosește drept ERS un tranzistor compus, de obicei Darlington, în scopul reducerii curentului de comandă a acestuia corespunzător curentului de ieșire maxim. Dezavantajul principal al unui ERS de tip Darlington față de ERS cu un singur tranzistor este cel al creșterii tensiunii minime necesare pe acesta.

În regulatoarele cu curent de ieșire mare ( $>1A$ ), unde factorul de amplificare în curent  $\beta$  al tranzistorului compus scade mult, se utilizează alături de acesta un circuit pentru suplimentarea curentului de intrare al ERS la curenți mari de ieșire (fig. 1.3), denumit circuit de compensare a scăderii lui  $\beta$  [17].



Pentru reducerea curentului minim de ieșire impus de tranzistorul  $T_1$  (în urma amplificării curentului rezidual al tranzistorului  $T_2$ ) se folosește rezistența "de fugă"  $R_f$ . Aceasta va devia curentul rezidual al lui  $T_2$ , care altfel ar fi amplificat de  $T_1$ .

Când la regulatorul integrat se mai adaugă un tranzistor extern (fig. 1.4), acesta formează cu tranzistoarele din integrat un ERS compus din 3 tranzistoare. Se atinge astfel numărul maxim

Fig. 1.3. ERS cu compensarea scăderii lui  $\beta$ .



de tranzistoare din cauza amplificării curentului rezidual al primului tranzistor ( $T_2$ ) și creșterii curentului minim ce trebuie preluat la ieșire. Rezistența de fugă  $R_f$  este necesară și în exteriorul integratului în acest caz iar tranzistorul extern nu poate fi el însuși un Darlington (cum unii ar fi tentați să folosească).

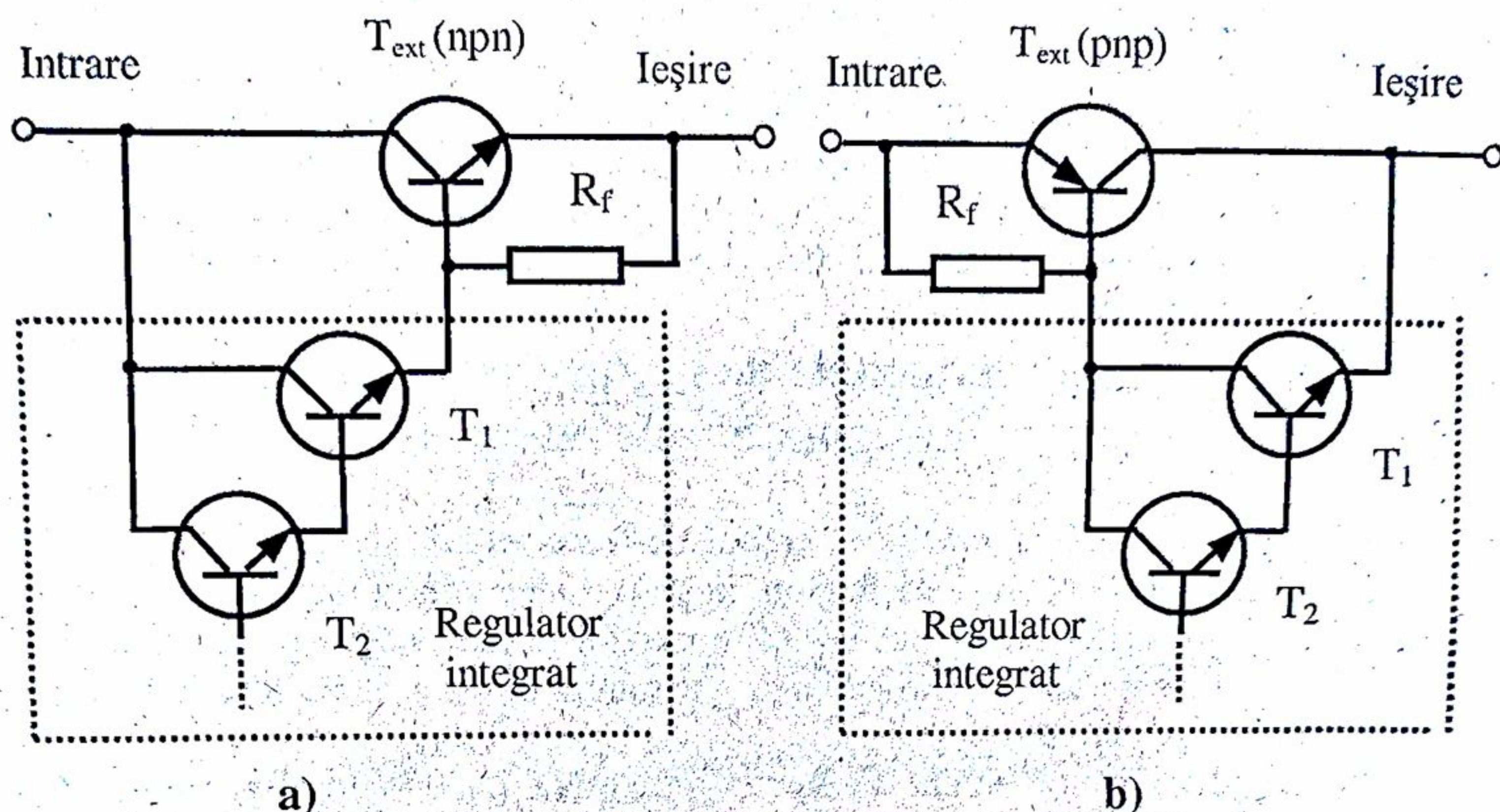


Fig.1.4. ERS cu tranzistor extern.

Dezavantajul stabilizatoarelor ce folosesc tranzistor extern atașat ca regulator constă în faptul că acesta din urmă trebuie și el protejat, iar singura protecție ce se poate realiza simplu este protecția la supracurent. Deci, protejarea tranzistorului extern nu este atunci completă.

Când se realizează un stabilizator de tensiune pentru o sarcină al cărei curent

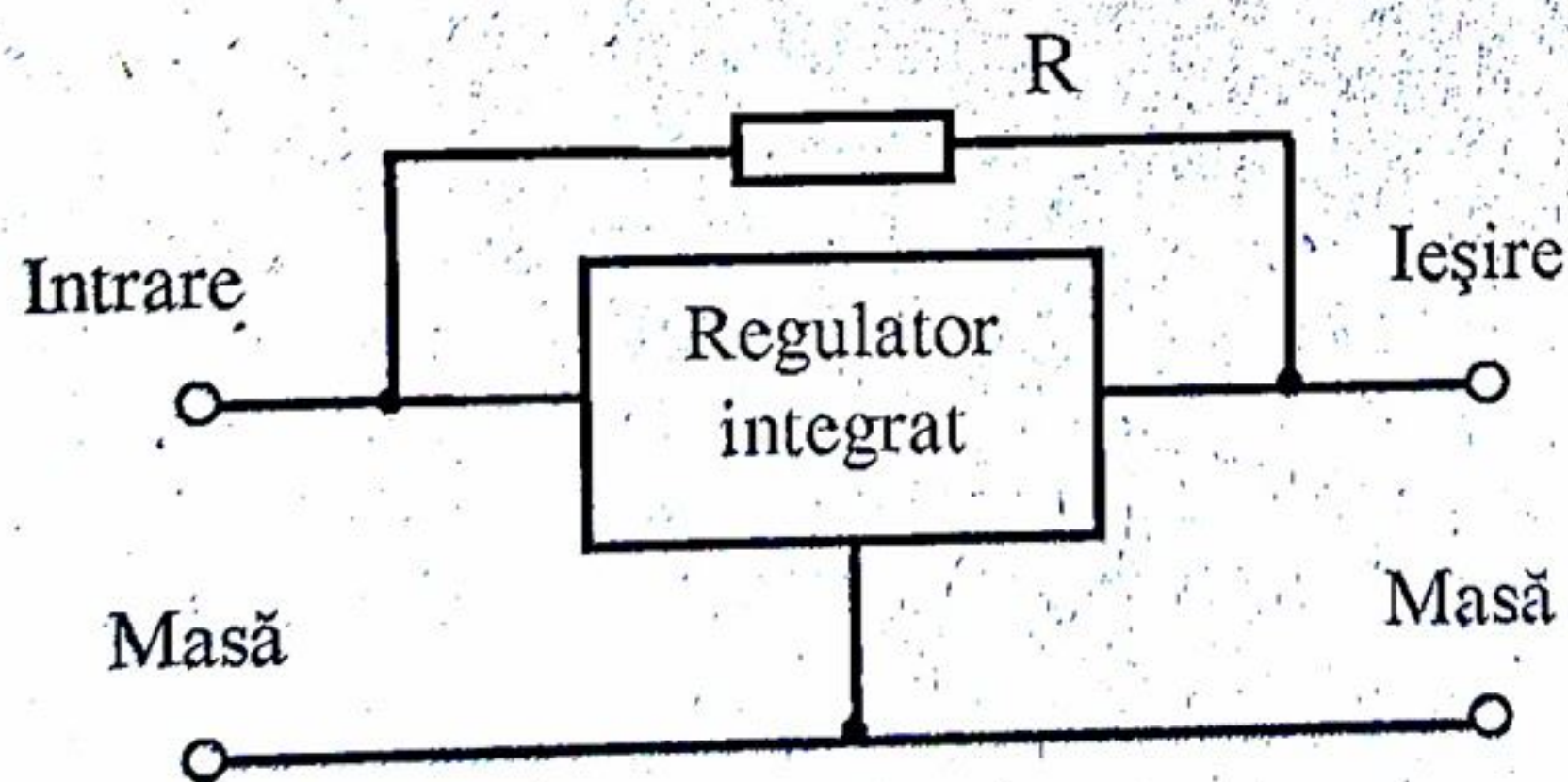


Fig.1.5. Reducerea puterii disipate pe integrat.

nu scade niciodată sub o valoare  $I_{smin}$  (importantă în raport cu  $I_{smax}$ ), se poate conecta între intrare și ieșire un rezistor de ocolire (fig.1.5).

Rezistența se va calcula cu relația :

$$R = \frac{\Delta V_{ie\ max}}{I_{smin}},$$

unde  $\Delta V_{ie\ max}$  reprezintă diferența maximă de tensiune



între intrare și ieșire care poate să apară în cazul cel mai defavorabil din punct de vedere al puterii disipate pe circuitul integrat. În acest caz rezistorul va prelua curentul  $I_{smin}$  reducându-se puterea disipată maximă pe circuitul integrat cu cantitatea

$$\Delta V_{icmax} I_{smin}$$

Există, de asemenea, un ERS cu două tranzistoare în serie și rezistor de ocolire, mai puțin cunoscut și utilizat, lansat de firma Hewlett-Packard [10], studiat și dezvoltat de autorul cărții [5], [8], [9] la Facultatea de Electronică din Timișoara. Tot aici s-a analizat și posibilitatea de integrare a acestui tip de ERS în regulatoarele de tensiune ajustabilă cu 3 pini. Fiind vorba de un ERS foarte util în stabilizatoarele de tensiune și mai puțin cunoscut, el este prezentat mai detaliat în cele ce urmează.

### ERS cu două tranzistoare în serie și rezistor de ocolire (*by-pass*)

În fig.1.6 se prezintă principalele forme ale ERS cu două tranzistoare în serie [5]. Este vorba, evident, de forme mai complicate decât aceea a unui ERS constituit dintr-un dublet (fig.1.3). Ba mai mult, unele variante reclamă două surse independente de alimentare, ceea ce constituie un alt dezavantaj.

În fig.1.6.a este dat un ERS cu tranzistoarele principale  $T_1$  și  $T_2$  de același tip ca și tranzistorul de comandă  $T_3$  și cu o singură sursă de alimentare (un redresor).

În fig.1.6.b este dat un ERS de tipul anterior dar cu două surse de alimentare (două redresoare).

În fig.1.6.c este dat un ERS de tipul celui din fig.1.6b dar cu un dublet cu inversare de tip în locul lui  $T_1$ .

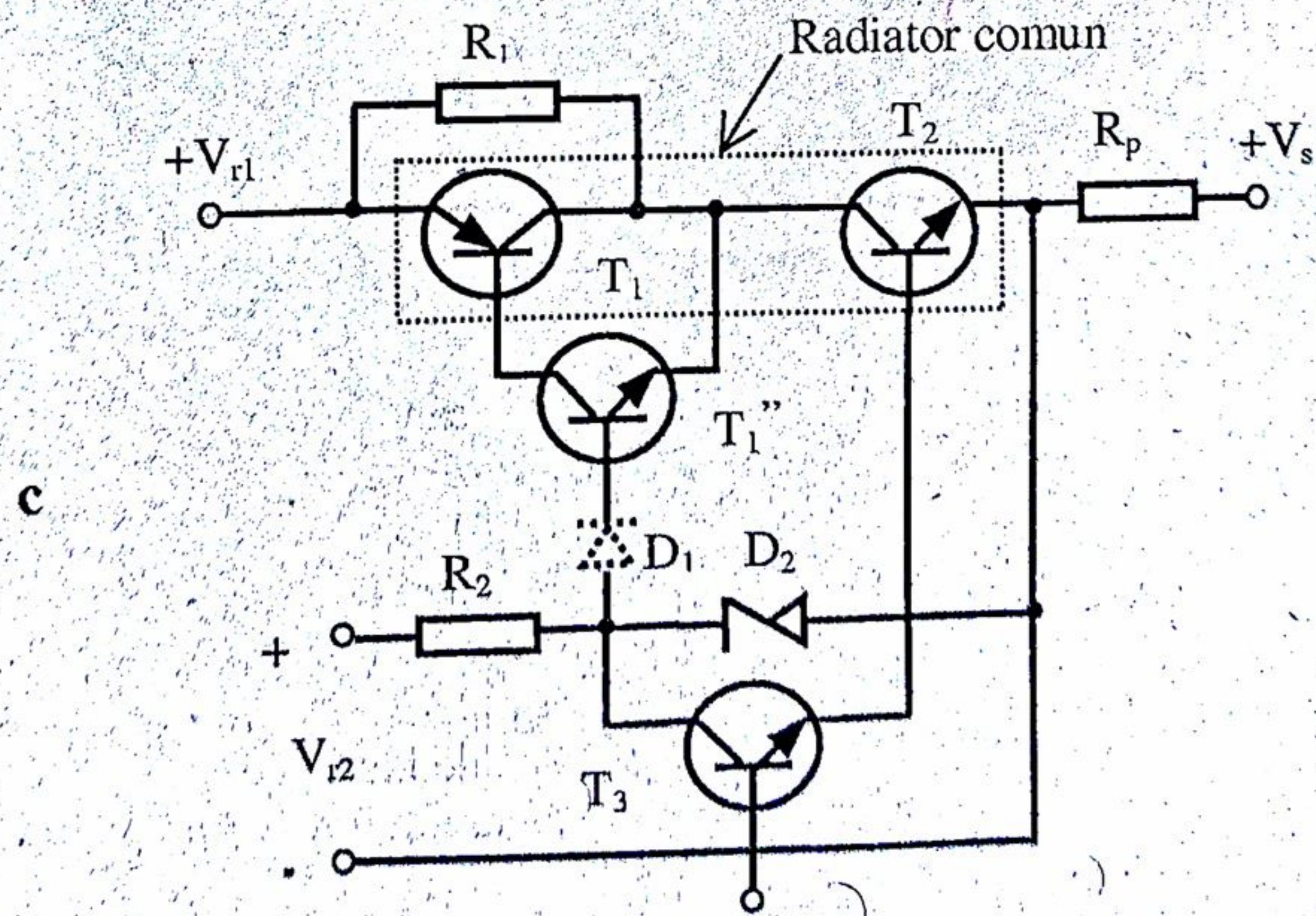
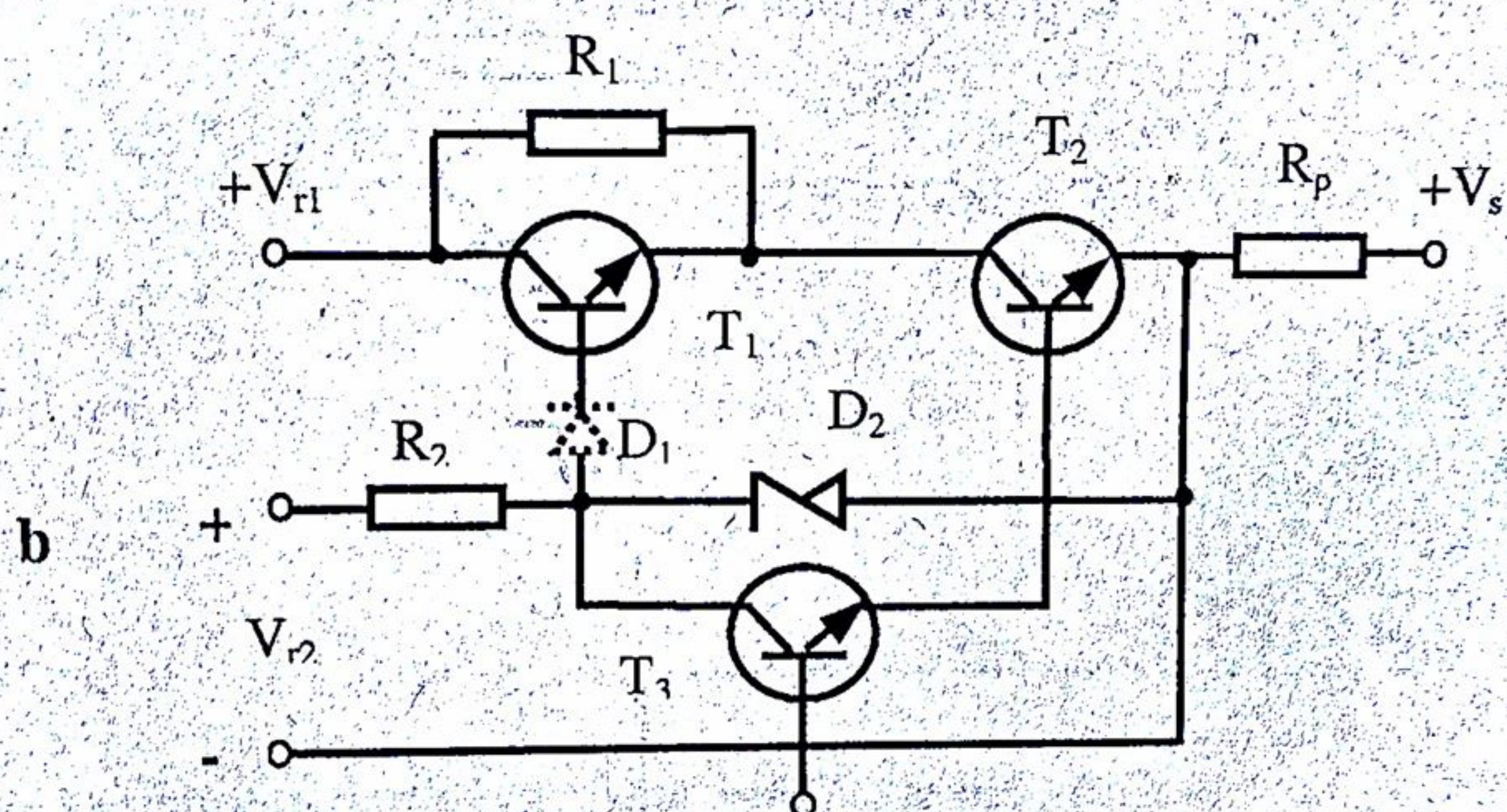
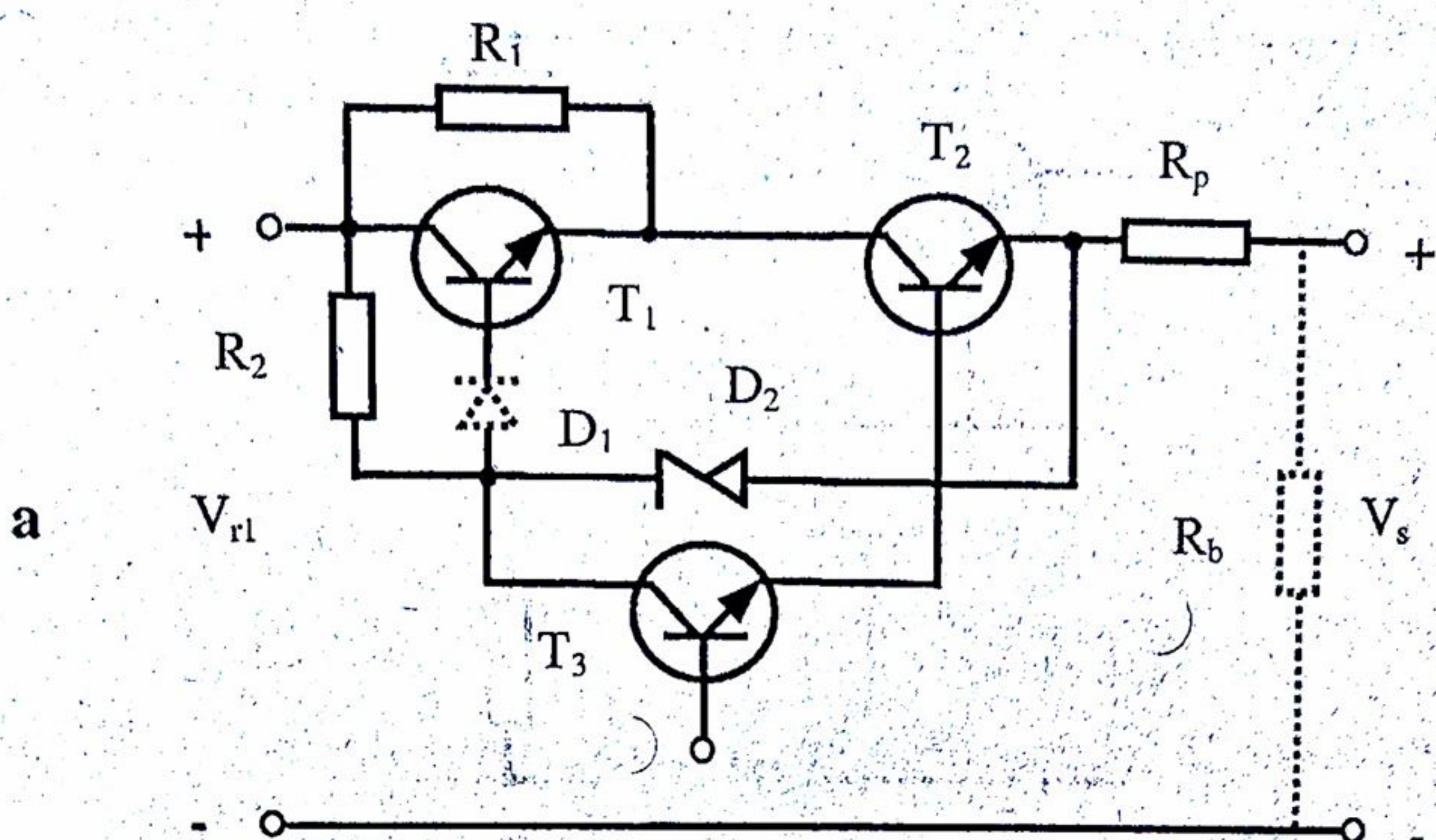
În fig.1.6.d, ERS include tranzistoare principale ( $T_1$  și  $T_2$ ) de alt tip (pnp) decât tranzistorul de comandă  $T_3$ .

În fig.1.6.e, este prezentat un ERS ce utilizează un dublet pnp cu inversare de tip în locul lui  $T_1$ .

ERS din fig.1.6.a este utilizabil doar în cazuri particulare, deoarece rezistența  $R_2$  are o valoare redusă iar curentul prin dioda Zener  $D_2$  (cu valoare mare într-o anumită situație) trebuie să fie preluat de sarcină sau de o rezistență de balast  $R_b$  conectată la ieșire (dacă stabilizatorul trebuie să funcționeze și în gol). Când prin dioda  $D_2$  trece un curent redus, curentul prin rezistența de balast produce o putere disipată suplimentară pe tranzistoarele principale  $T_1$  și  $T_2$ . Situația devine și mai dezavantajoasă dacă tensiunea de la ieșirea stabilizatorului este ajustabilă în gamă largă. Atunci este indicată înlocuirea rezistorului  $R_b$  cu o sursă de curent constant cu circuit și a rezistorului  $R_2$ .

Folosirea a două redresoare de alimentare ca în fig.1.6.b nu este chiar atât de dezavantajoasă deoarece redresorul ce furnizează pe  $V_{i2}$  va fi de putere mică.







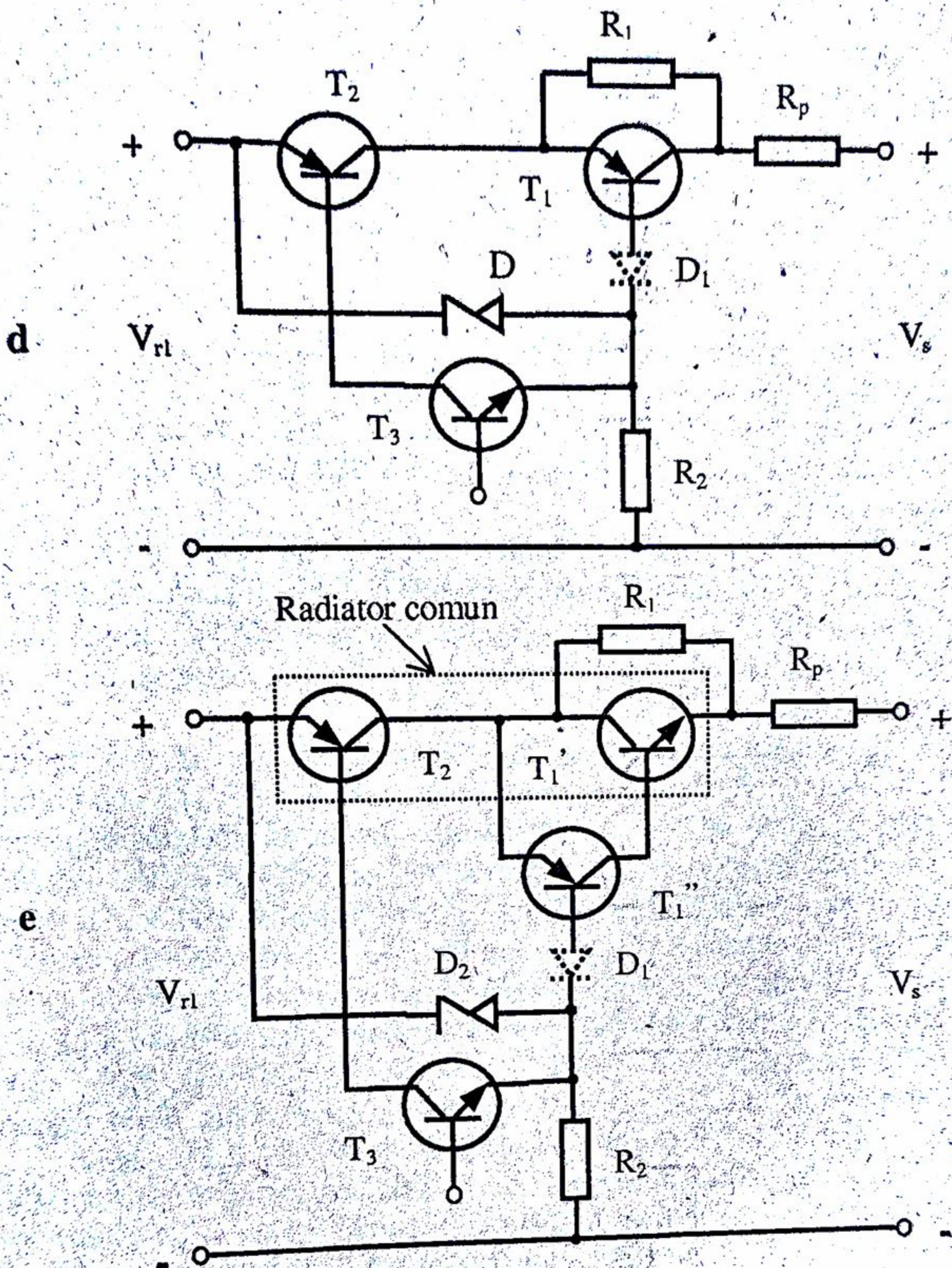


Fig.1.6. Forme ale ERS cu două tranzistoare în serie.

Rezistorul de ocolire (*by-pass*)  $R_1$  preia – când sarcina de la ieșire consumă curentul maxim – aproape integral acest curent, tranzistorul  $T_1$  suportând doar o putere disipată redusă,  $R_1$  va fi deci un rezistor de putere [5].

Stabilizatorul auxiliar realizat cu dioda Zener  $D_2$  și rezistorul  $R_2$  (alimentat eventual de la sursa  $V_{r2}$ ) asigură pe tranzistorul  $T_2$  – când  $T_1$  conduce – o cădere de tensiune redusă (de ordinul 1,2...1,5V) astfel că puterea disipată pe  $T_2$  la curentul de sarcină maxim este de asemenea redusă. Tensiunea de lucru a diodei  $D_2$  este de ordinul 2,3...2,5V în absența diodei  $D_1$  și de 3...3,3V când aceasta există. Dioda  $D_1$ , datorită



curentului ei invers redus, protejează joncțiunea emitoare a tranzistorului  $T_1$  (sau  $T_1''$ ) contra străpungerii, când aceasta devine polarizată invers cu o tensiune periculoasă. Dioda  $D_1$  nu este, deci, întotdeauna necesară.

Rezistența  $R_p$ , folosită pentru protecția la supracurent a ERS, a fost aici considerată în schemele ERS din cauza intervenției ei în relația puterii disipate maxime pe tranzistorul  $T_2$  [5].

ERS din fig.1.6d și 1.6e are avantajul de a elimina sursa de tensiune  $V_{r2}$ . În cazul schemelor din fig.1.6b și 1.6d, folosirea unui radiator comun pentru  $T_1$  și  $T_2$  impune o izolare electrică a tranzistorului  $T_2$  față de radiator. S-a propus [5] eliminarea acestei izolări utilizând, în locul tranzistorului  $T_1$ , un dublet cu inversare de tip astfel încât tranzistoarele de putere  $T_1$  și  $T_2$  să aibă colectoarele legate în același punct în schema electronică.

În fig.1.6b și 1.6d, în locul tranzistorului  $T_1$  se poate utiliza un tranzistor Darlington și în toate variantele se poate face același lucru și pentru  $T_2$  dacă  $T_3$  nu este el însuși un dublet. Dacă se utilizează regulatorul integrat LM 723, tranzistorul  $T_3$  este realizat cu dubletul din acest circuit integrat, astfel că  $T_2$  nu poate să mai fie un dublet decât dacă se utilizează rezistențe de fugă speciale.

**Avantajele ERS din fig.1.6 în raport cu cel clasic (fig.1.3) sunt următoarele:**

- Reducerea puterii disipate maxime pe tranzistoarele  $T_1$  și  $T_2$  cu un factor de 4 [5], ceea ce permite să se renunțe în anumite cazuri la radiatoare pentru aceste tranzistoare sau să se folosească radiatoare de gabarit redus. Dacă, totuși, sunt necesare radiatoare de dimensiuni mari, se poate utiliza un radiator comun (cu  $T_2$  izolat electric față de radiator în cazurile din fig.1.6b și 1.6d). Aria acestui radiator va fi de cca. 3 ori mai mică decât aceea a radiatorului unui ERS clasic echivalent. Acest avantaj apare atât în cazul stabilizatoarelor de tensiune ajustabilă cât și în cazul celor de tensiune fixă,

- Tensiunea pe tranzistorul de comandă  $T_3$  (care poate fi un tranzistor din regulatorul integrat LM 723) este micșorată la 1,5V sau 2,2V, astfel că puterea disipată pe acesta este, de asemenea, redusă. Ea este sensibil mai mică decât aceea ce se disipă pe tranzistorul de intrare dintr-un dublet echivalent. Acest lucru permite, la utilizarea tranzistorului de reglare din circuitul integrat LM 723, să se extindă curentul de ieșire al acestuia până la valoarea maximă (150mA). Dacă tranzistorul extern are un factor de amplificare a curentului  $\beta=33$ , se poate asigura prin sarcina stabilizatorului un curent  $I_s = 5A$  [5], [9]. Este singura soluție care permite utilizarea simplă a circuitului integrat menționat pentru surse de curent mare.

- ERS din fig.1.6 prezintă proprietatea de autolimitare a curentului (la suprasarcină și la scurtcircuit) [5]. Acest lucru permite ca uneori să se renunțe la măsuri speciale de protecție pentru tranzistoarele acestor ERS. Autolimitarea curentului prin rezistorul  $R_1$  (când  $T_1$  este blocat) permite ca în unele situații, protecția cu  $R_p$  - de limitare simplă a curentului să fie eficientă și în scurtcircuit, ne mai fiind necesare alte măsuri.



-Cele două tranzistoare de putere, atât timp cât  $R_1$  nu este întreruptă, nu ajung niciodată în regimul de străpungere secundară, deoarece ele nu au simultan tensiune mare și curent mare. Siguranța lor în funcționare este astfel mult mai bună și nu mai este necesară o protecție a ERS (discret sau integrat) contra străpunerii secundare.

-Tranzistorul de comandă  $T_3$  (ca și circuitul integrat ce-l include) nu este pus în pericol nici într-unul din regimurile periculoase pentru ERS.

**Puterile disipate maxime pe tranzistoarele  $T_1$  și  $T_2$  nu apar simultan.** Dacă rezistorul de ocolire este dimensionat cu relația [12], [5] :

$$R_1 = \frac{V_{rl\max} - V_{s\min}}{I_{s\max}},$$

unde  $V_s$  și  $I_s$  sunt tensiunea și curentul de la ieșire (pe sarcina stabilizatorului), atunci puterile disipate maxime pe tranzistoarele  $T_1$  și  $T_2$  vor fi :

$$P_{d1\max} = \frac{I_{s\max}^2 R_1}{4}, \text{ când } P_{d2} = I_{s\max} V_{CE2\min}$$

$$P_{d2\max} \cong \frac{I_{s\max}^2 (R_1 + R_{ir} - R_p)}{4}, \text{ când } P_{d1} = 0.$$

Aici,  $R_{ir}$  reprezintă rezistența internă a redresorului ce furnizează tensiunea  $V_{rl}$  (panta caracteristicii redresorului la curentul maxim), iar  $V_{CE2\min} = 1,2 \dots 1,5V$  este tensiunea minimă pe  $T_2$  când  $T_1$  conduce, asigurată cu ajutorul diodei  $D_2$ .

În regim de scurtcircuit, utilizând o limitare de curent simplă (prin intermediul căderii de tensiune  $V_p = 0,6V$  pe rezistorul  $R_p$ ), tensiunea pe tranzistorul  $T_2$  crește suficient pentru ca tranzistorul  $T_1$  să se blocheze (prin polarizarea inversă a joncțiunii emitoare pe traseul ce include diodele  $D_1$  și  $D_2$ ). În această situație, puterea disipată pe tranzistorul  $T_2$  va fi

$$P_{d2sc} = I_{s\max} (V_{s\min} - V_p),$$

care nu este prea mare ; ea este chiar mică în cazul stabilizatoarelor de tensiune cu limita inferioară  $V_{s\min}$  redusă. Acest lucru face ca protecția prin limitare simplă de curent să devină eficientă și contra scurtcircuitului, astfel încât nu este necesară o limitare de curent cu întoarcere [9].

Este importantă, de asemenea, problema dimensionării unui **radiator comun** pentru tranzistoarele  $T_1$  și  $T_2$  ale ERS din fig.1.6, considerând în circuitul echivalent circuitului termic, două surse de căldură. Acest lucru conduce la o dimensiune minimă a radiatorului comun [5].

Astfel, dacă se utilizează soluțiile de ERS din fig.1.6.c sau 1.6.e (când nu mai este necesară izolarea electrică a unui tranzistor față de radiator), dimensionarea radiatorului în cazul unei răcirii naturale se face pe baza rezistenței termice :



$$R_{thra1} = \frac{t_{jMAX} - t_{amax} - P_{d1max} R_{thjr1}}{P_{d1max} + P_{d2}}, \quad (1.1)$$

unde:  $R_{thra1}$  este rezistența termică dintre radiator și mediul ambiant (aer) (adică rezistența termică a radiatorului),

$t_{jMAX}$  – temperatura maximă suportată de joncțiunile tranzistorului  $T_1$ ,

$t_{amax}$  – temperatura maximă atinsă de mediul ambiant (aer),

$R_{thjr1}$  – rezistența termică între joncțiuni și radiator pentru tranzistorul  $T_1$ :

$$R_{thjr1} = R_{thjc} + R_{ther},$$

cu  $R_{thjc}$  – rezistența termică dintre joncțiuni și capsulă,

$R_{ther}$  – rezistența termică de contact capsulă – radiator.

Dacă se utilizează radiator comun în cazul ERS din fig.1.6a, 1.6b și 1.6d se recomandă izolarea electrică a tranzistorului  $T_2$  și se dimensionează radiatorul după cea mai mică dintre rezistențele termice  $R_{thra1}$  și  $R_{thra2}$  – ultima dată de relația:

$$R_{thra2} = \frac{t_{jMAX} - t_{amax}}{P_{d2max}} R_{thjr2}, \quad (1.2)$$

unde  $R_{thjr2} = R_{thjc} + R_{ther} + R_{thi}$  corespunde tranzistorului  $T_2$ , cu  $R_{thi}$  – rezistența termică introdusă de foița izolatoare.

Performanțele stabilizatoarelor de tensiune cu ERS de tipul celor din fig.1.6 nu diferă practic de cele asigurate de un ERS clasic, echivalent (dublet) [5].

Ținând cont că schema și funcționarea ERS cu două tranzistoare în serie și rezistor de ocolire este mai complicată decât a unui ERS clasic, este de înțeles că stabilizatoarele ce îl utilizează sunt mult mai greu de calculat. Acest lucru este însă compensat de avantajele ERS prezentate mai sus.

## 1.4. Protecția ERS

O problemă esențială a reguletoarelor de tensiune integrate o constituie protecția elementului de reglare serie. Ea este rezolvată la ultima generație de reguletoare și aduce, pe lângă simplificările în calculul și realizarea stabilizatoarelor, și o creștere mare a siguranței în funcționarea acestora. Astfel, reguletoarele de tensiune integrate devin practic indestructibile dacă nu se depășește tensiunea lor maximă admisă de intrare ori intrare-ieșire și se respectă schemele de utilizare date de catalog (care pot include încă unele diode de protecție).

La stabilizatoarele cu componente discrete se folosește de obicei numai o protecție la supracurent, realizată prin "limitare simplă de curent", cu ajutorul unui rezistor  $R_p$  inseriat cu ERS și a unui tranzistor de protecție  $T_p$  (fig.1.9). Când curentul de sarcină crește, căderea de tensiune pe  $R_p$  se mărește, joncțiunea emitoare a lui  $T_p$  se deschide și acesta deturneză o parte din curentul de bază al tranzistorului de intrare al







În partea stângă, zona este delimitată de căderea minimă de tensiune intrare-ieșire ( $\Delta V_{ic}$ ) necesară la regulatorul integrat pentru ca tranzistoarele din ERS să nu fie saturate. Aceasta trebuie asigurată prin proiectarea stabilizatorului, redresorului și transformatorului de rețea.

În intervalul notat cu 1 curentul de ieșire nu este lăsat să crească datorită acțiunii protecției la supracurent (prin "limitare simplă de curent"). Dar, curentul limită  $I_{MAX}$  nu este foarte exact realizat și, în plus, depinde mult de temperatura internă a integratului.

Porțiunile 2 și 3 ale ariei de funcționare sigură (SOA) depind de tipul capsulei unui anumit regulator integrat, de mărimea radiatorului folosit pentru răcire și de regimul de lucru normal sau de scurtcircuit la ieșire. Dar, cataloagele firmelor nu conțin practic, de cele mai multe ori, mai multe astfel de curbe, care ar fi deosebit de utile la dimensionarea stabilizatoarelor. În unele cazuri importante, utilizatorul este obligat să determine experimental familia de curbe pentru diferite tipuri de capsule ale regulatorului și diferite radiatoare disponibile, și anume pentru cele două regimuri de lucru diferite în legătură cu ieșirea (vezi Anexa 2 a cărții).

În porțiunea 2 acționează protecția termică (curba corespunde aici cu aproximație cu hiperbola puterii disipate maxime, care este aproape de o curbă unde temperatura joncțiunilor atinge valoarea maximă admisă  $t_{jMAX}$ ). Această protecție menține o temperatură internă cu ceva sub  $t_{jMAX}$  prin limitarea curentului prin sarcină.

În porțiunea 3 (care este aproximabilă adesea printr-o tangentă la hiperbola de disipație maximă pentru radiator foarte mare, în zona mijlocului acesteia) acționează protecția contra străpungerii secundare a tranzistorului de putere din ERS. Acesta va limita, de asemenea, curentul de sarcină la valoarea dată de curbă.

Dacă "punctul de funcționare" al regulatorului integrat ajunge pe curba corespunzătoare ce limitează curba SOA, stabilizatorul iese din funcționare normală (tensiunea nu mai este stabilizată). La proiectarea stabilizatorului trebuie, deci, avută în vedere depărtarea cu o anumită cantitate de regiunile limită ale ariei SOA în cazul cel mai defavorabil, pentru a se asigura funcționarea corectă a schemei în regimul normal al ieșirii.

La depășirea regiunii 4 a ariei SOA (tensiunea intrare-ieșire maximă admisă) regulatorul nu mai este protejat și desigur se defectează. Acest lucru impune un calcul îngrijit și o executare îngrijită a redresorului și transformatorului de rețea, pentru a nu se depăși tensiunea maximă redresată în gol așteptată. Experimentele arată că și în cazul menținerii unui timp mai mare a ieșirii în scurt-circuit este posibilă defectarea unor regulatoare integrate. Explicația poate fi aceea că protecția termică nu este deosebit de precisă (temperatura reglată nu este precisă și ar putea depăși pe  $T_{jMAX}$  dată de catalog).

În fig.1.9 se prezintă o variantă simplificată de realizare a celor trei protecții într-un regulator integrat.







Schemele de protejare a sarcinii contra supratensiunii de alimentare utilizează de obicei scurt-circuitarea alimentării cu tiristor [10], [28], [9].

În [9] și [34] este prezentat un circuit simplu, denumit comparator cu fereastră, care poate realiza comanda unui tiristor utilizat în scopul de mai sus. Acesta se poate adapta ușor și la surse stabilizate de tensiune pozitive deja realizate și se poate modifica pentru a se aplica și în cazul stabilizatoarelor de tensiune negativă. Circuitul este descris în detaliu în Anexa 3 a cărții de față.

În [14] este prezentată o soluție de extindere a protecției totale a unui regulator de tensiune integrat și asupra tranzistorului extern atașat la acesta în vederea creșterii curentului de ieșire (fig.1.10).

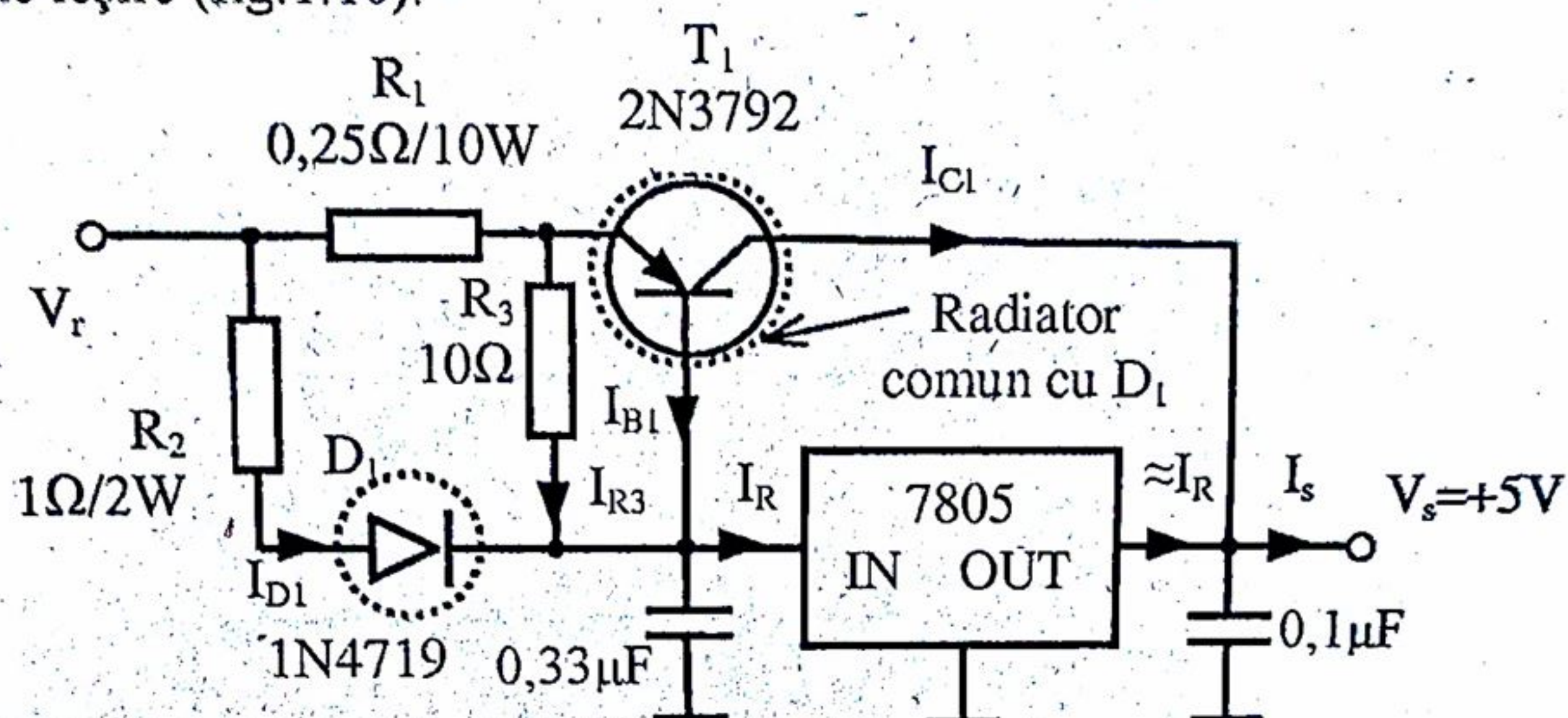


Fig.1.10. Extinderea protecției asupra tranzistorului extern.

Metoda de protecție a tranzistorului  $T_1$  se cheamă „divizarea curentului” (*current sharing*). Tranzistorul  $T_1$  și dioda  $D_1$ , împreună cu rezistențele  $R_1$  și  $R_2$  realizează o sursă de curent cu două ramuri, având raportul curenților :

$$\frac{I_{C1}}{I_{D1}} \approx \frac{R_2}{R_1}$$

Dacă tranzistorul  $T_1$  are factorul  $\beta$  suficient de mare, și se pot neglija curenții  $I_{B1}$  și  $I_{R3}$  față de  $I_{D1}$ , atunci curentul principal  $I_R$  prin regulatorul integrat (aici un 7805) va fi :

$$I_{R1} \approx I_{D1}$$

astfel că :

$$I_{C1} \approx \frac{R_2}{R_1} I_{D1} = \frac{R_2}{R_1} I_R$$

Pentru valorile de rezistoare din fig.1.10 rezultă  $I_{C1} \approx 4I_R$  și dacă  $I_{Rmax} = 1A$  pentru regulator, va rezulta  $I_{C1max} = 4A$  și  $I_{smax} = 5A$ . Desigur, radiatorul pentru tranzistorul extern este de cca 4 ori mai mare decât cel al regulatorului (dacă aceștia au capsule asemănătoare), astfel că  $T_1$  se încălzește aproximativ la fel cu regulatorul și este deci protejat termic. Dioda  $D_1$  trebuie montată pe radiatorul tranzistorului  $T_1$  !



Rezistența  $R_3$  asigură o comutare mai rapidă a tranzistorului  $T_1$  de la curent mare la minim (curent nul).

Dacă regulatorul integrat prezintă un pin de „shut down” pentru protecție (un pin de la care se poate devia spre masă curentul destinat ERS) [28], atunci se poate asigura o protecție termică a tranzistorului extern ca în fig.1.11. Tranzistorul de protecție  $T_p$  ("monitor") se află pe același radiator cu cel extern  $T_{ext}$  (și lângă acesta).

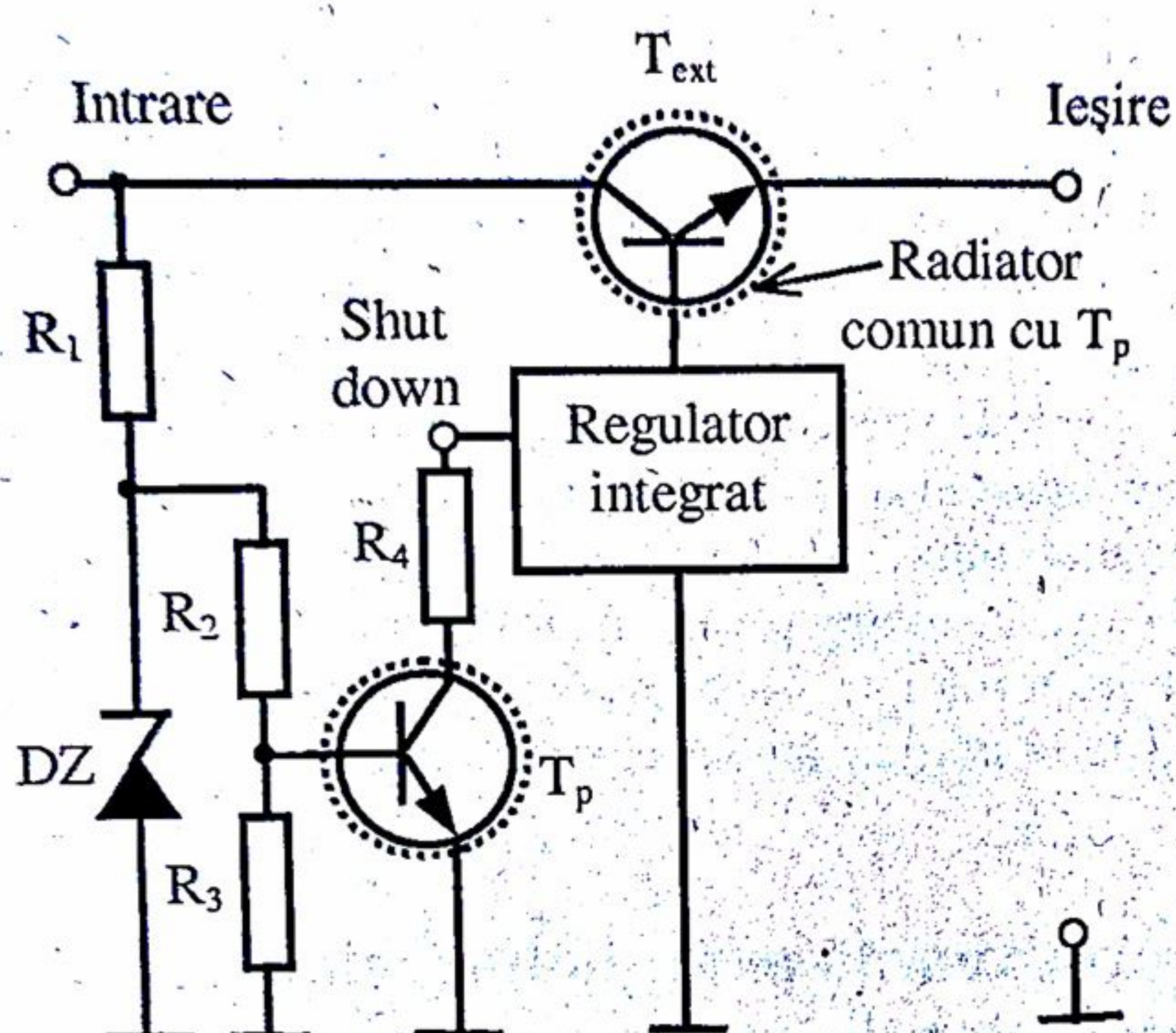


Fig.1.11. Protecție termică a tranzistorului extern.

El lucrează ca și tranzistorul similar  $T_i$  din fig.1.9.

Este posibil, într-o altă variantă, să se protejeze termic tranzistorul extern dacă acesta se montează pe același radiator cu regulatorul integrat (și în apropiere de acesta) [28].

Întrucât nu este recomandat ca un regulator integrat să rămână în funcțiune cu scurtcircuit în sarcină pe timp lung, este bine să se prevadă în unele cazuri o protecție cu deconectarea alimentării acestuia (fig.1.12).

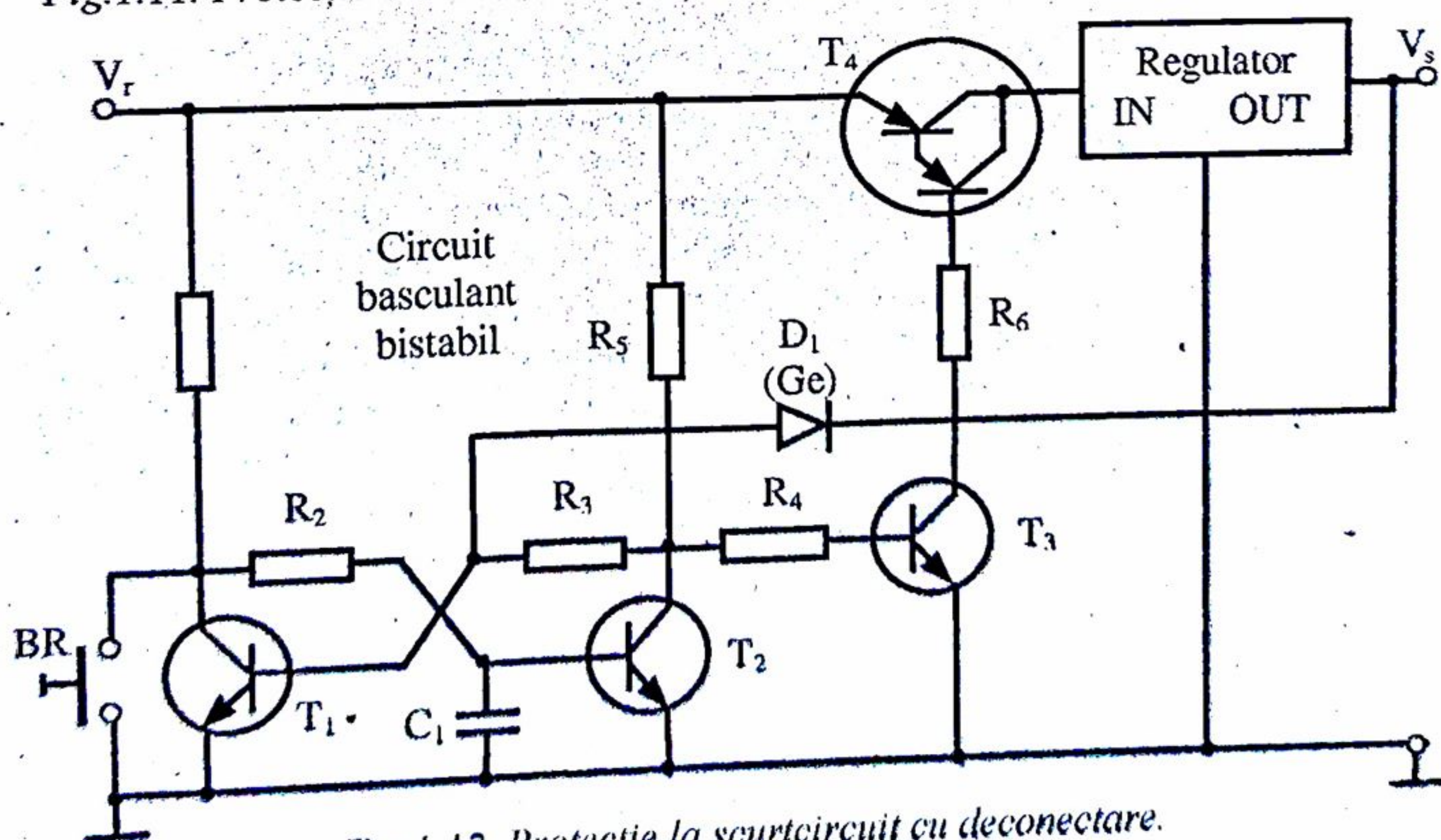


Fig.1.12. Protecție la scurtcircuit cu deconectare.



Schema folosește un comutator cu tranzistor Darlington  $T_4$  și un circuit basculant bistabil, realizat cu  $T_1$  și  $T_2$ . În mod obișnuit (când regulatorul funcționează normal), bistabilul se poziționează astfel încât tranzistorul compus  $T_4$  conduce și aflându-se în saturație adâncă, pe el cade o tensiune redusă ( $\approx 1V$ ). Când tensiunea de la ieșirea regulatorului cade spre zero (la scurtcircuit), dioda  $D_1$  (de germaniu) conduce și este acționat circuitul basculant bistabil care întrerupe prin blocarea lui  $T_3$  conducția tranzistorului compus Darlington. Astfel, alimentarea regulatorului este întreruptă și el este protejat. După eliminarea scurtcircuitului în sarcină stabilizatorul se poate repune în funcțiune printr-o apăsare scurtă a butonului de restabilire BR.

Se realizează în prezent [14] circuite integrate dedicate, denumite "circuite de supervizare a sursei de alimentare". Un exemplu îl constituie circuitul MC3425 al firmei Motorola. La acesta se atașează un LED indicator și un tiristor pentru scurtcircuitarea ieșirii sursei. Se prevede însă o siguranță fuzibilă înainte de stabilizator. Circuitul sesizează supratensiunea și subtensiunea de ieșire (ceea ce înseamnă sesizarea defectării regulatorului integrat și a supracurentului ori scurtcircuitului în sarcină). Prin aducerea în conducție a tiristorului este arsă siguranța fuzibilă și sunt protejate sarcina stabilizatorului, respectiv redresorul și transformatorul de rețea. Acest lucru este deosebit de important atunci când sarcina stabilizatorului este decost ridicat.

### 1.5. Parametrii de performanță ai reguletoarelor și stabilizatoarelor liniare

Parametrii stabilizatoarelor de tensiune trebuie cunoscuți pentru a se putea calcula variația totală a tensiunii de ieșire a stabilizatoarelor în anumite condiții de modificare a tensiunii de la ieșirea redresorului, a curentului prin sarcină, a temperaturii mediului și a temperaturii joncțiunilor (când se modifică puterea disipată pe regulatorul integrat). Prin urmare, parametrii de performanță ai reguletoarelor integrate, dați în catalog, sunt importanți în asigurarea calității stabilizatoarelor.

Există unele diferențe între modul de definire a parametrilor reguletoarelor integrate de către producătorii acestora. Prin analiza modului lor de definire și a unităților de măsură, se va putea întotdeauna găsi calea prin care se determină variația corespunzătoare produsă în tensiunea de ieșire a stabilizatorului. Așa cum se va vedea, vor fi considerate valorile maxime ale parametrilor, dar, în general acestea nu se ating.

În cele ce urmează se vor prezenta parametrii de performanță ai reguletoarelor integrate din catalogul [17] al firmei SGS Thomson.

Un prim parametru îl constituie "stabilizarea în raport cu rețeaua" (*line regulation* în cataloage). De cele mai multe ori acesta este definit ca raport al variațiilor tensiunii redresate și tensiunii stabilizate ( $V_s$ ):



$$20\log \frac{\Delta V_r}{\Delta V_s}, \text{ pentru } \Delta V_{r\max} = V_{r\max} - V_{r\min} \text{ și } V_s \text{ date; măsurat în [dB].}$$

Alteori, acest parametru este definit :

$$\frac{\Delta V_s}{V_s \cdot \Delta V_r} \cdot 100, \text{ pentru } \Delta V_{r\max} = V_{r\max} - V_{r\min}, T_j \text{ și } V_s \text{ date; măsurat în [\% / V]}$$

unde  $\Delta V_s/V_s$  reprezintă variația relativă a tensiunii de ieșire.

Un al doilea parametru îl constituie „stabilizarea în raport cu sarcina” (*load regulation* în cataloage). Aceasta este, de cele mai multe ori, definită ca variația relativă a tensiunii de ieșire pentru variația maximă a curentului sarcinii :

$$\frac{\Delta V_s}{V_s \cdot \Delta V_r} \cdot 100, \text{ pentru o variație a curentului de sarcină } \Delta I_s = I_{s\max} \text{ și } T_j, V_s \text{ date, măsurat în [\%].}$$

Alteori, acest parametru este definit prin însăși variația tensiunii de ieșire  $\Delta V_s$  [mV].

Un al treilea parametru important al reguletoarelor integrate îl constituie „stabilitatea cu temperatura” (sau „coeficient de temperatură”; *temperature stability* în cataloage). Aceasta este definită, de cele mai multe ori, prin variația relativă a tensiunii de ieșire pentru variația maximă a temperaturii joncțiunilor :

$$\frac{\Delta V_s}{V_s} \cdot 100, \text{ pentru } \Delta T = T_{j\max} - T_{j\min}; \text{ măsurat în [\%].}$$

Alteori, este dată direct variația tensiunii de ieșire (sau de referință la reguletoarele de tensiune ajustabilă) cu temperatura :

$$\frac{\Delta V_s}{\Delta T_j}, \text{ pentru } V_s \text{ dată; măsurată în [mV/°C], sau}$$

$$\frac{\Delta V_{ref}}{\Delta T_j}, \text{ pentru } V_r \text{ dată; măsurată în [mV/°C].}$$

Din această din urmă, ținând cont de dependența dintre  $V_s$  și  $V_{ref}$ , se poate determina variația tensiunii de ieșire cu temperatura.

În majoritatea cazurilor pentru reguletoarele integrate se dă în catalog parametrul „rejecția riplului” (sau „rejecția tensiunii de alimentare”, *supply voltage rejection* în catalog). Acesta este definit de obicei prin logaritmul raportului undulațiilor de la intrare și ieșire :

$$20\log \frac{V_{rn}}{V_{sin}}, \text{ la 100Hz, } V_s \text{ dat, măsurat în [dB].}$$

și cu ajutorul lui se poate determina undulația transmisă de la redresor la ieșirea stabilizatorului.



Ținând cont de parametri de performanță dați în cataloage, rezultă concluzia că variația cea mai mare a tensiunii de ieșire a unui stabilizator este provocată de modificarea temperaturii mediului și a temperaturii interne  $T_j$  a regulatorului integrat.

Comparând între ele ca performanță regulatoarele uzuale, se constată că "regulatorul de tensiune de precizie", LM723, își menține încă renumele, chiar dacă a fost printre primele circuite integrate de acest gen fabricat (în anii 1967-1968).

Performanțe mai bune se pot realiza cu un stabilizator bazat pe amplificator operațional [32], dacă se utilizează ca sursă de tensiune de referință un circuit integrat specializat cu foarte bună compensare termică ori cu termostatare.

## 1.6. Stabilizatoare de tensiune speciale

### Stabilizatoare ajustabile de la zero

Surse de tensiune stabilizată ajustabile de la zero sunt necesare în special în alimentatoarele ce echipează laboratoarele de electronică sau electrotehnică, precum și laboratoarele de încercări de aparataj electronic ori electric.

De obicei sursele de acest tip se realizează cu ajutorul a două regulatoare integrate (fig.1.13).

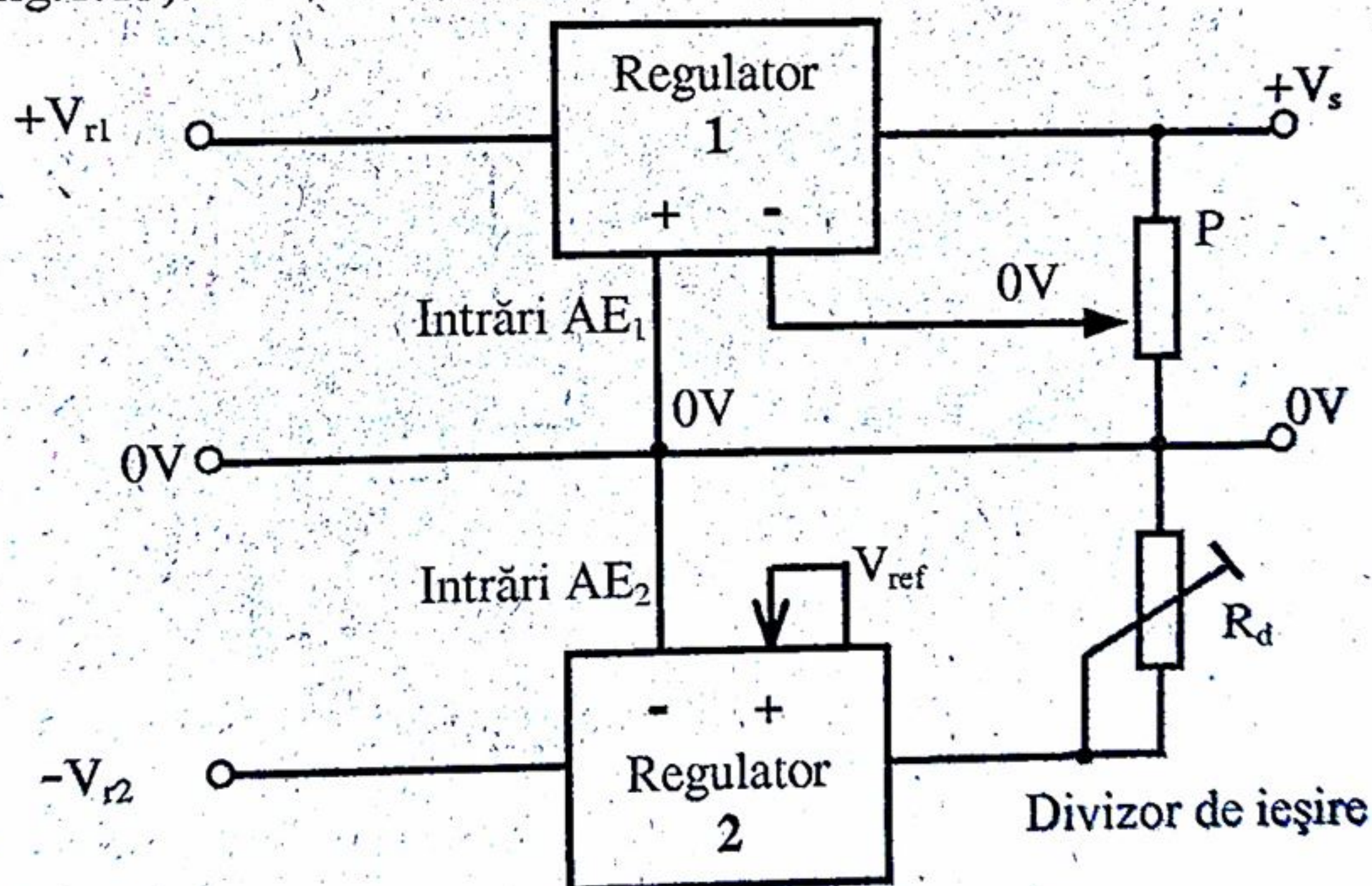


Fig.1.13. Stabilizator ajustabil de la zero.

Regulatorul 1 este un regulator de tensiune pozitivă obișnuit care folosește ca referință pe intrarea +, potențialul 0V al masei schemei. Regulatorul 2 este un regulator de tensiune negativă (de valoare redusă), tensiune necesară la capătul de jos al divizorului de ieșire.

Regulatorul 1, prin amplificatorul lui de eroare AE, va impune un potențial egal cu 0V pe cursorul potențiometrului P. Astfel, când cursorul se află în poziția



superioară, la ieșirea sursei se obține 0V, iar când cursorul se află în poziția inferioară, la ieșire rezultă o valoare maximă a tensiunii, ce se poate fixa cu ajutorul rezistenței semivariabile  $R_d$ . Dacă sursa de tensiune auxiliară este de valoare redusă (câțiva V), tensiunea maximă de ieșire se poate ridica la o valoare spre 30V.

În acest tip de stabilizatoare, pe ERS intervine o putere disipată importantă (în situația coborârii tensiunii de ieșire spre 0V) și de aceea merită să fie aplicat aici ERS cu două tranzistoare în serie prezentat anterior.

În Capitolul 7 este prezentat și dimensionat un astfel de stabilizator, care utilizează două regulatoare integrate de tip LM723, și un ERS cu două tranzistoare în serie.

### Stabilizatoarele duale (cu urmărire)

Se realizează frecvent stabilizatoare de tensiune duale (sau "cu urmărire"). Acestea furnizează două tensiuni egale în valoare absolută (a doua reproducându-o pe prima), dar de semne contrare în raport cu borna de masă (0V). Ele sunt utile în alimentarea schemelor cu amplificatoare operaționale și în special a schemelor de măsură [9], [10], [14]. Structura acestor stabilizatoare este prezentată schematic în fig.1.14.

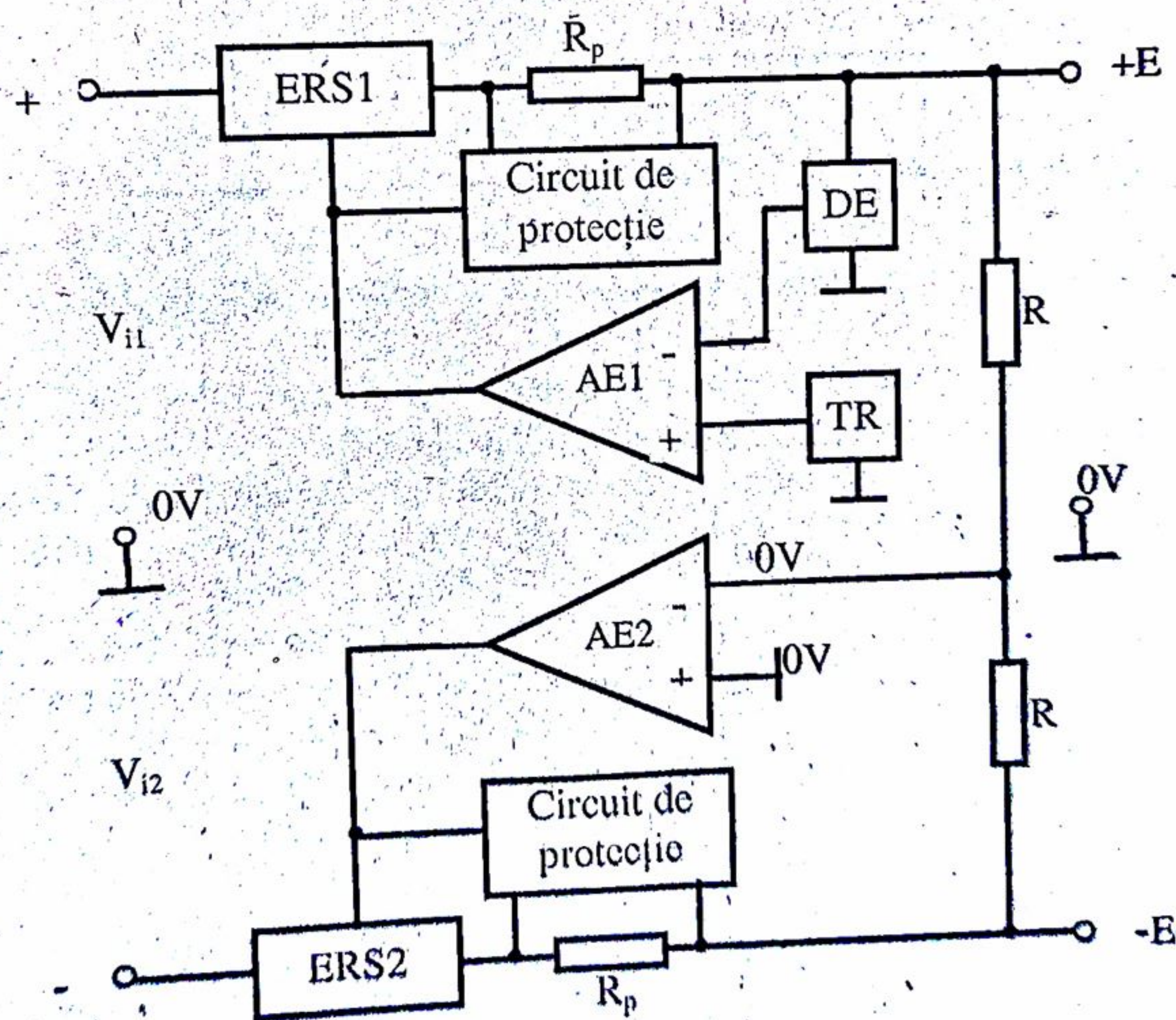


Fig.1.14. Principiul stabilizatorului dual.



În partea superioară a schemei se află un stabilizator de tensiune pozitivă, obișnuit. Între cele două ieșiri este utilizat un divizor cu două rezistențe egale. Punctul lui median este ținut la potențial 0V de către amplificatorul de eroare AE2 al sursei de tensiune negativă, aflată în partea inferioară a schemei. Astfel, deoarece pe rezistența R din partea de jos a divizorului se realizează aceeași tensiune ca și pe cea superioară, rezultă la capătul de jos al divizorului o tensiune negativă, a cărei valoare absolută urmărește tensiunea pozitivă.

Un stabilizator dual se poate realiza simplu, cu ajutorul unui regulator integrat de tensiune fixă cu 3 pini și a unui amplificator operațional (fig.1.15).

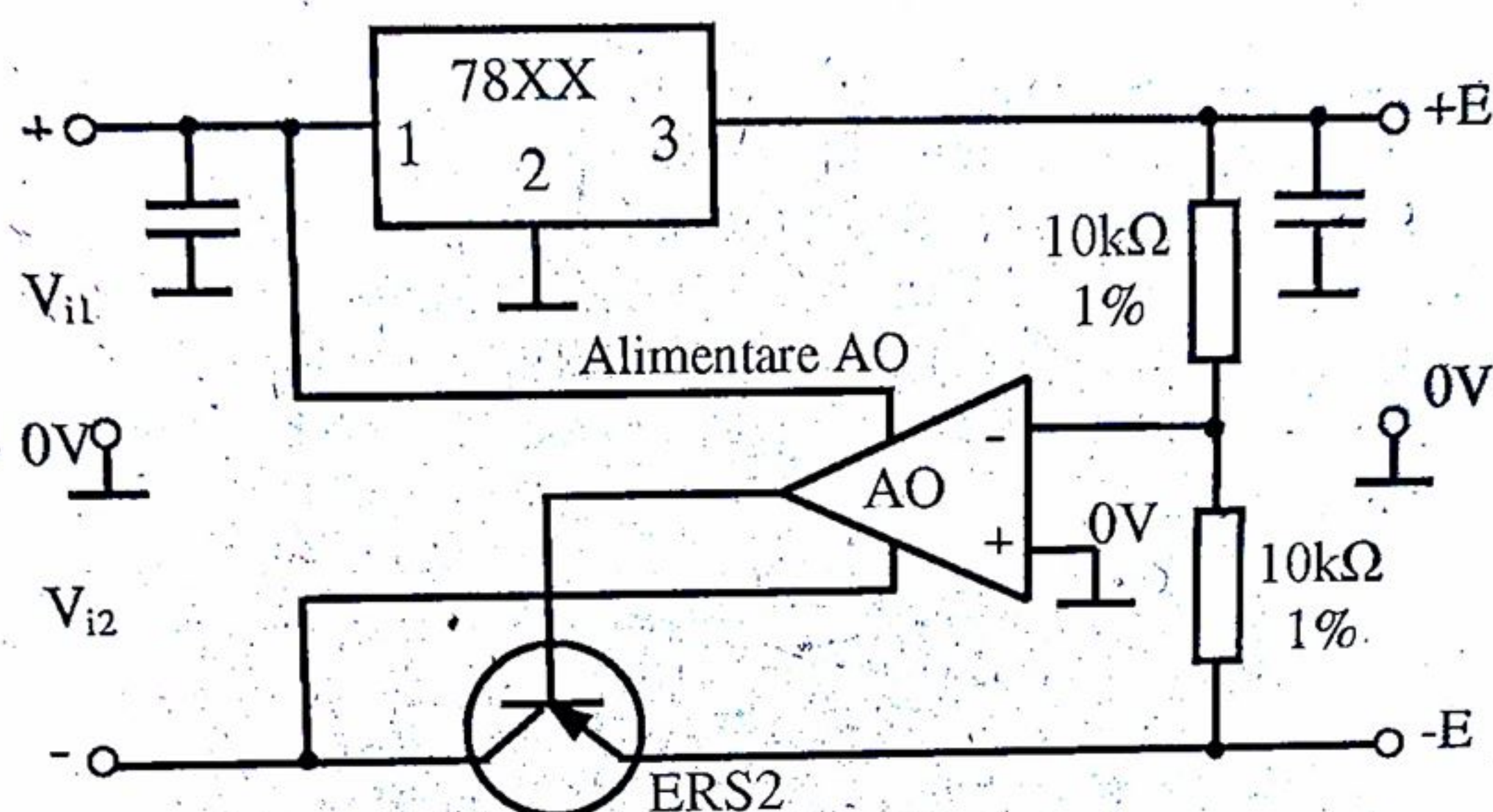


Fig.1.15. Stabilizator dual cu un regulator integrat.

Același tip de stabilizator se poate realiza și cu ajutorul a două regulatoare integrate simple și două amplificatoare operaționale [14].

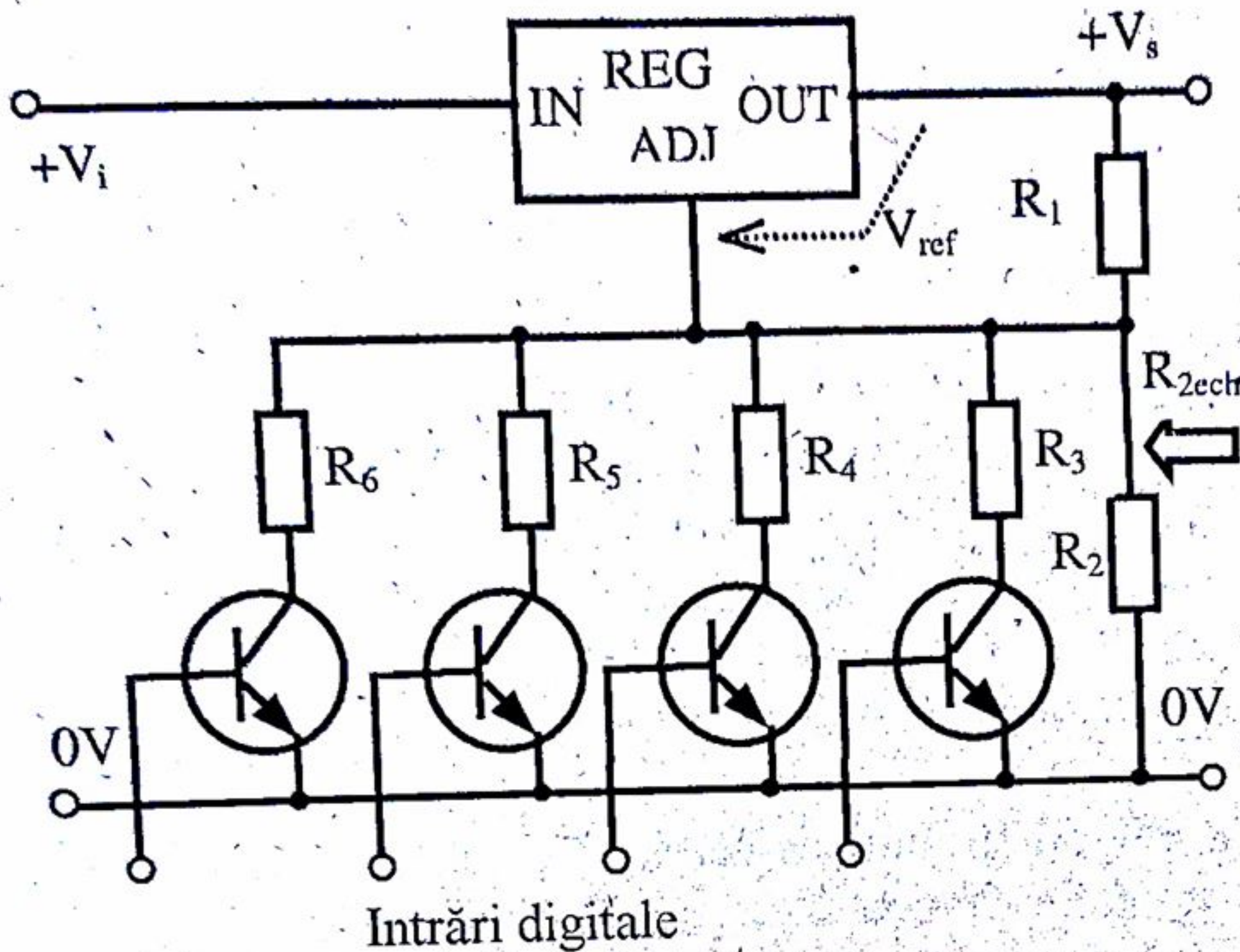
Totuși, există și circuite integrate ce includ într-o singură capsulă regulatorul dual, de putere mică sau medie. Unul dintre cele mai răspândite este regulatorul dual de tip 1468 (de exemplu, MC1468 în diferite variante, al firmei Motorola [24], sau ROB1468- produs românesc apropiat de MC1468L [36]. De obicei, aceste circuite pot furniza doar curent redus (50mA) și doar mai rar câteva sute de mA. Pentru extinderea gamei de curent se pot atașa la integrat două tranzistoare externe complementare [10]. [9]. În Capitolul 16 se prezintă și se dimensionează o serie de stabilizatoare duale, realizate cu integratul ROB1468 [9] (SGS Thomson nu produce acest circuit integrat).

### Stabilizatoare cu tensiune de ieșire programată

Cele mai simple stabilizatoare de tensiune programată la anumite valori, pe cale digitală, se pot obține cu ajutorul unor regulatoare integrate ajustabile, de exemplu, de tipul LM117(217,317) sau L200 [17], [22]. Aceste regulatoare intră în stabilizatoare de tensiune ce conțin un divizor ajustabil la ieșire. Dacă rezistența variabilă continuă din stabilizatoare este înlocuită cu o rezistență ajustabilă în trepte—



programabilă, se pot obține la ieșire anumite valori de tensiuni fixe (fig.1.16). Astfel, folosind 4 chei cu tranzistoare bipolare se pot realiza 16 combinații de intrări de comandă digitală (4 biți) și 16 valori diferite pentru tensiunea de ieșire  $V_s$ .



Principiul constă în realizarea a 16 valori pentru rezistența echivalentă  $R_{2ech}$  din brațul de jos al divizorului de ieșire. Pentru fiecare valoare necesară, diferită de  $R_2$  ( $< R_2$ ), se conectează în paralel una până la patru rezistențe, prin aducerea în saturație a tranzistoarelor corespunzătoare (cu rol de chei). Tensiunea maximă la ieșire se obține în situația când în divizor rămâne doar rezistența  $R_2$ , adică toate tranzistoarele sunt blocate.

Fig.1.16. Stabilizator programabil digital.

### Stabilizatoare cu cădere mică de tensiune pe ERS

La reglatoarele integrate obișnuite intervin între intrare și ieșire două căderi de tensiune: pe ERS (minimum 1,2...2V) și pe rezistența ce acționează limitarea de curent, notată în carte  $R_p$  ( $\approx 0,6V$ ). Dacă ripplel tensiunii redresate este important, atunci căderea pe ERS trebuie suplimentată cu valoarea acestuia, iar dacă se utilizează o limitare de curent cu întoarcere, căderea de tensiune pe  $R_p$  crește (0,8...1V).

Pentru o reducere importantă a acestor căderi de tensiune se utilizează ca ERS un tranzistor MOS extern, de curent suficient de mare (care nu este integrabil într-un regulator). Acesta poate avea o cădere mai mică de 0,2V la un curent de 2,5A [28]. Pentru diminuarea căderii pe rezistența  $R_p$ , aceasta se face de valoare foarte mică (practic realizabilă din traseul de pe cablajul imprimat).

Căderea de tensiune pe ea este de numai 6mV la curentul maxim, astfel că în schemă mai este necesar și un amplificator operațional care să acționeze protecția pentru limitare de curent (fig.1.17). Stabilizatorul necesită două surse de alimentare, dintre care una este de curent redus. Circuitul integrat LT1431 este un regulator de tensiune pozitivă obișnuit.

O altă soluție pentru reducerea căderii de tensiune pe traseul intrare-ieșire este prezentată în [14]. Ca ERS se folosește un tranzistor integrat pnp-lateral multicolor (fig.1.18). Un colector cu perimetrul mai mare asigură curentul de sarcină, iar altul, cu perimetrul mic, alimentează circuitul de limitare. Curentul prin al doilea colector este



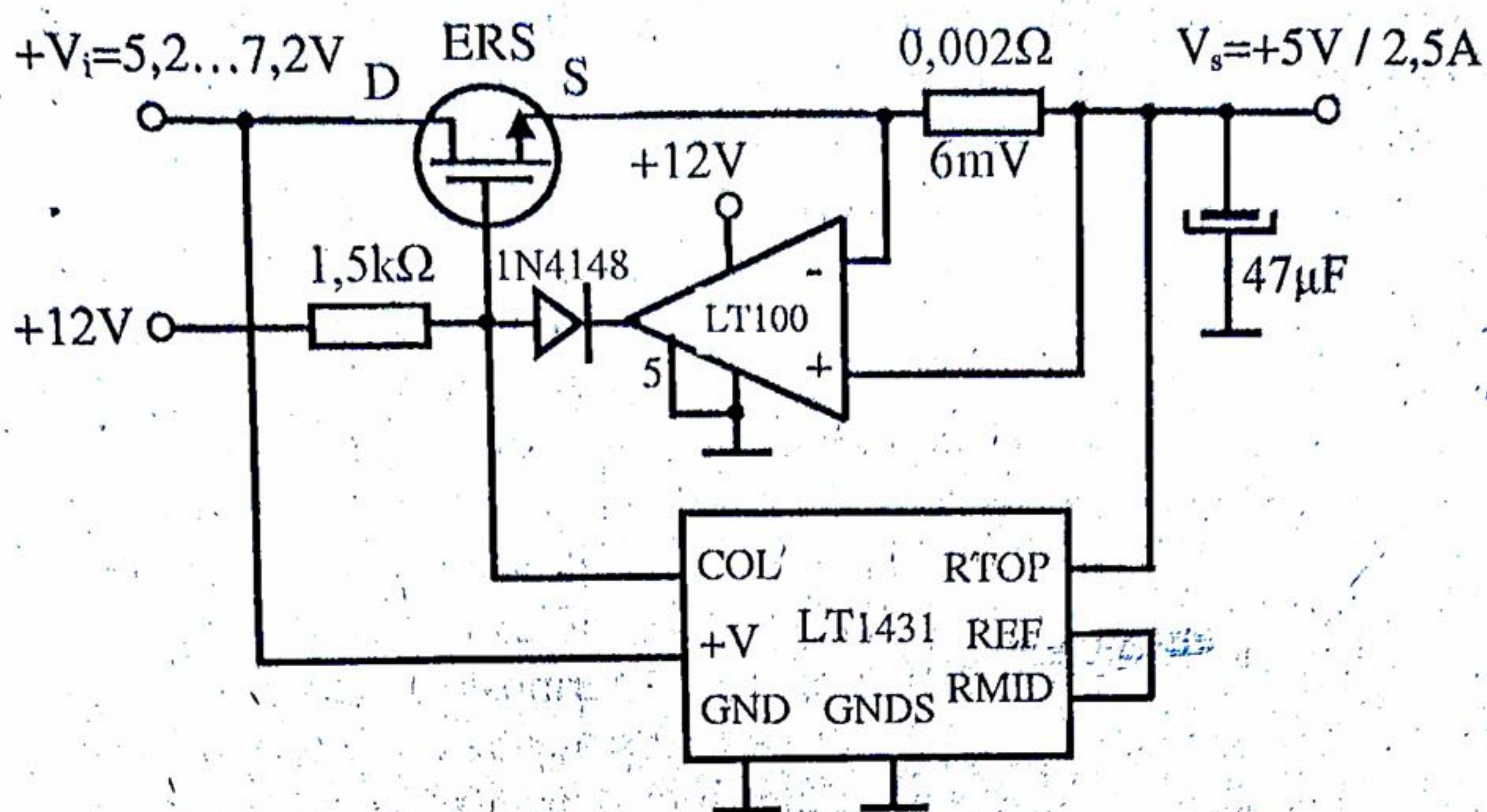


Fig. 1.17. Stabilizator cu cădere mică de tensiune intrare-ieșire.

cu aproximație proporțional cu cel din primul colector, deci el oferă o indicație indirectă asupra curentului de sarcină. Se elimină din circuitul intrare-ieșire căderea de tensiune pe rezistența  $R_p$ . În plus, căderea minimă pe tranzistorul pnp la limita regiunii de saturație se poate face mai redusă la curent mare ( $\approx 0,6V$ ).

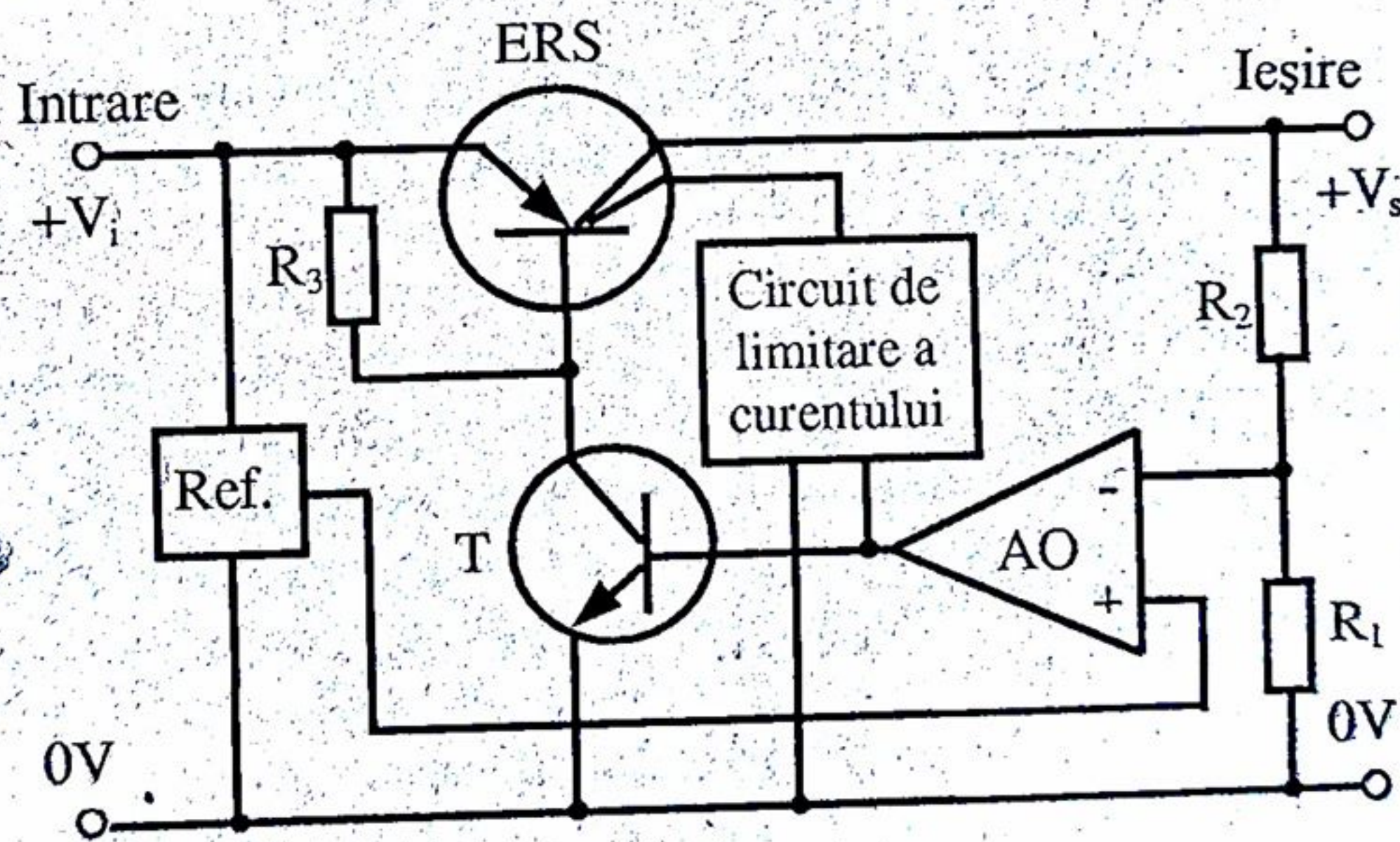


Fig. 1.18. Eliminarea rezistorului pentru limitare de curent.

Stabilizatoarele cu cădere mică de tensiune intrare-ieșire sunt foarte utile în cazul aparatelor alimentate de la baterii și acumulatori (aceste surse nu prezintă ripple care să impună creșterea diferenței de tensiune minime intrare-ieșire).

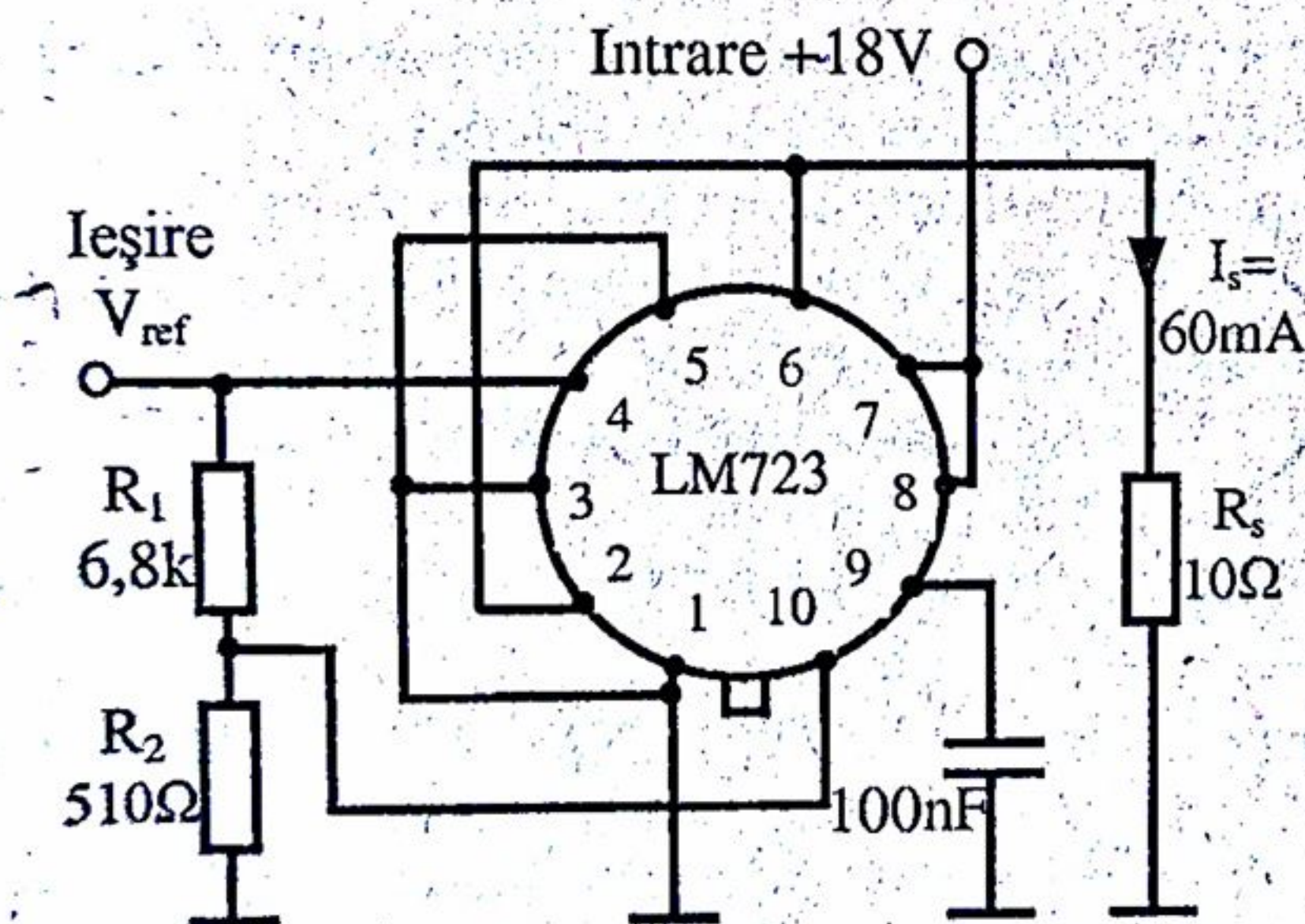


### Sursă de tensiune de referință termostatăată

O sursă de tensiune de referință de mare precizie este uneori necesară în stabilizatoarele ce alimentează sarcini deosebit de pretențioase. Cum, de obicei, la stabilizatoarele obișnuite, cea mai mare variație a tensiunii de referință (și de ieșire) este cauzată de variația temperaturii mediului, se impune în această situație folosirea unei referințe speciale, cu dependență redusă de temperatură. O astfel de referință se produce și se poate găsi în cataloagele firmelor importante, ca circuit integrat. Dar, deseori procurarea unui astfel de circuit integrat este costisitoare și de durată mai mare.

O schemă de sursă de tensiune de referință termostatăată (cu tensiune practic independentă de temperatura mediului) se poate realiza relativ simplu cu ajutorul unui regulator integrat de tip LM723 pus în regim termostatăat (fig.1.19). Pentru inerție termică mai mică se recomandă folosirea capsulei metalice TO-100.

ERS din regulator este folosit aici pentru încălzirea circuitului integrat la o temperatură de ordinul  $+70^{\circ}\text{C}$ . Aceasta este menținută constantă cu ajutorul unui circuit de reglare automată cu două bucle de reacție, una de curent, închisă pe rezistența  $R_s$  la pinul 2 (intrarea – a amplificatorului de eroare), respectiv una



(folosit aici în scopul măsurării temperaturii corpului, adică drept senzor de temperatură). Temperatura capsulei metalice atinge o valoare apropiată de  $60^{\circ}\text{C}$ . Consumul de curent, din păcate, este relativ ridicat – 30mA, iar sursa de alimentare, în unele cazuri, trebuie să fie realizată separat de aceea a stabilizatorului în care se va utiliza referința.

Fig.1.19 Referință de tensiune termostatăată

Schema din fig.1.19 este o soluție la îndemână, oricui și este ieftină.

Tensiunea de referință obținută astfel va fi de  $+7,15 \pm 0,35\text{V}$  (cu dispersia de fabricație tipică regulatorului integrat 723), dar ultra-stabilizată în raport cu temperatura mediului. Aceasta înseamnă că, practic, dependența de temperatură a tensiunii obținute se poate ignora în cele mai multe aplicații.



## 1.7. Calcule ce trebuie făcute la alimentatoarele cu regatoare integrate liniare

Se afirmă deseori, că în cazul alimentatoarelor liniare cu circuite integrate, calculele ce trebuie efectuate sunt puține. Acest lucru este valabil numai pentru o parte din scheme, care utilizează regatoare de tensiune fixă cu trei terminale sau regatoare de tensiune ajustabilă cu trei terminale.

Chiar și aici există însă **calcule importante de făcut**, pe care utilizatorii le ignoră. Se ignoră frecvent chiar și problema necesității radiatorului pentru circuitul integrat ori pentru tranzistorul extern ce mărește curentul de ieșire. Cât despre dimensionarea radiatorului necesar, aceasta este de cele mai multe ori ignorată, alegându-se radiatorul la întâmplare sau "după experiență" (deseori mult supradimensionat).

Ținând cont de faptul că într-un alimentator complet, conectat la rețeaua de tensiune monofazată de  $\sim 220V$  intervin :

- stabilizatorul de tensiune cu regulator integrat (cu sau fără radiator),
- redresorul, de obicei cu filtru capacitiv până la o putere de ordinul 50VA,
- transformatorul de rețea

și de faptul că aceste părți componente se calculează în ordinea de mai sus, rezultă următoarea listă de operații și calcule ce trebuie avută în considerare :

- adoptarea schemei necesare și a regulatorului integrat ce se va utiliza,
- calculul tensiunii redresate minime, nominale și maxime, la curentul de sarcină maxim (după adoptarea pulsațiilor redresorului),
- calculul tensiunii redresate maxime în gol și verificarea eventualei depășiri a tensiunii maxime admise de regulator,
- calculul puterii disipate maxime pe regulatorul integrat și verificarea necesității unui radiator pentru acesta,
- calculul radiatorului (dacă este cazul) pentru regulatorul integrat și/sau tranzistoarele externe,
- calculul divizorului tensiunii de ieșire și/sau al tensiunii de referință,
- calculul variației totale maxime a tensiunii stabilizate,
- adoptarea condensatoarelor de la intrare și ieșire, precum și a celor pentru compensare în frecvență,
- stabilirea tipului diodelor de protecție la supratensiune, la descărcarea unor condensatoare, la conectarea inversă a alimentării,
- calculul redresorului monofazat cu filtru capacitiv și eventual al radiatorului pentru puntea redresoare (ori pentru diodele redresoare) [7],
- calculul transformatorului de rețea [7].

În cartea de față se prezintă chiar mai detaliat, pentru fiecare schemă, etapele ce trebuie parcurse și sunt date exemple de calcul. Se poate aprecia că toate aceste



calcule nu sunt nici puține nici simple. Fără ele însă, alimentatorul se face la întâmplare, iar riscul ca el să nu funcționeze performant sau să se defecteze este foarte mare.

Calculul unor stabilizatoare cu anumite regulatoare integrate, prezentat în carte, se poate aplica și în cazul altor regulatoare asemănătoare, cu corecțiile ce se impun privind în special datele de catalog.

## 1.8. Realizarea cablajului imprimat și a montajului corect

Pentru reușita realizării unui alimentator cu mare siguranță în funcționare și cu performanțele așteptate (nealterate de cablajul imprimat și de amplasarea componentelor), este necesar să se respecte la execuția lui o serie de indicații practice [22], [14].

La conceperea cablajului imprimat pentru redresor și stabilizator sunt importante următoarele reguli :

- traseul de curent mare (principal) trebuie să fie cât mai scurt și suficient de gros, pentru ca rezistența lui să fie redusă,

- punctul de masă (notat în carte frecvent cu 0V) trebuie să se afle imediat lângă puntea redresoare ori priza mediană a transformatorului de rețea și, de asemenea, foarte aproape de marginea plăcii de montaj, de unde pleacă legătura spre sarcină,

- la acest punct de masă (pin la cuplă ori pad pe marginea plăcii) trebuie să se concentreze traseele ce vin de la divizorul de ieșire, de la condensatorul de filtraj al redresorului de la condensatorul electrolitic de la ieșirea stabilizatorului și de la regulatorul integrat ori de la amplificatorul de eroare (când acesta este separat) ; în acest mod se evită introducerea în circuitul de intrare al amplificatorului de eroare a unor căderi de tensiune continue ori pulsatorii parazite care ar înrăutății comportarea și performanțele alimentatorului,

- legătura dinspre borna de ieșire a divizorului de tensiune rezistiv, ce realizează reacția negativă la stabilizator, trebuie să se facă exact din punctul de plecare spre sarcină ( pin la cuplă sau pad pe marginea plăcii de montaj, notat de obicei în schema stabilizatorului cu  $+V_s$  pentru sursă pozitivă) ; prin aceasta, rezistența traseului de ieșire, rezistența de sesizare a curentului ( $R_p$ ) și rezistența de ieșire a ERS sunt cuprinse în interiorul buclei de reacție și efectul lor în rezistența totală de ieșire a stabilizatorului va fi diminuat puternic (cu amplificarea în buclă deschisă a amplificatorului de eroare și divizorului de reacție),

- traseele de legare la intrare și la ieșire a condensatoarelor de filtraj și de decuplaj trebuie să fie cât mai scurte, pentru reducerea căderilor de tensiune pulsatorii pe ele,

- amplasarea radiatorului pentru regulatorul integrat sau tranzistoarele externe trebuie făcută astfel încât el să nu încălzească suplimentar componentele schemei.



Pentru realizarea unui alimentator protejat și de calitate, la concepția schemei și la executarea montajului se recomandă următoarele completări sau măsuri :

-folosirea unei siguranțe fuzibile (pe placa de montaj sau pe panoul alimentatorului), legată în primarul transformatorului de rețea și cu curentul de ardere de 1,5 ori mai mare decât curentul efectiv  $I_1$  calculat în primar,

-optarea pentru un redresor bialternanță cu priză mediană legată la masă și la cutia metalică a aparatului, ceea ce asigură protecție contra strungerii izolației transformatorului când se arde siguranța fuzibilă [14],

-folosirea unui circuit RC "de deviere" în primarul transformatorului (fig.1.20) care înlătură efectul tranzițiilor de la deconectarea alimentării [14],

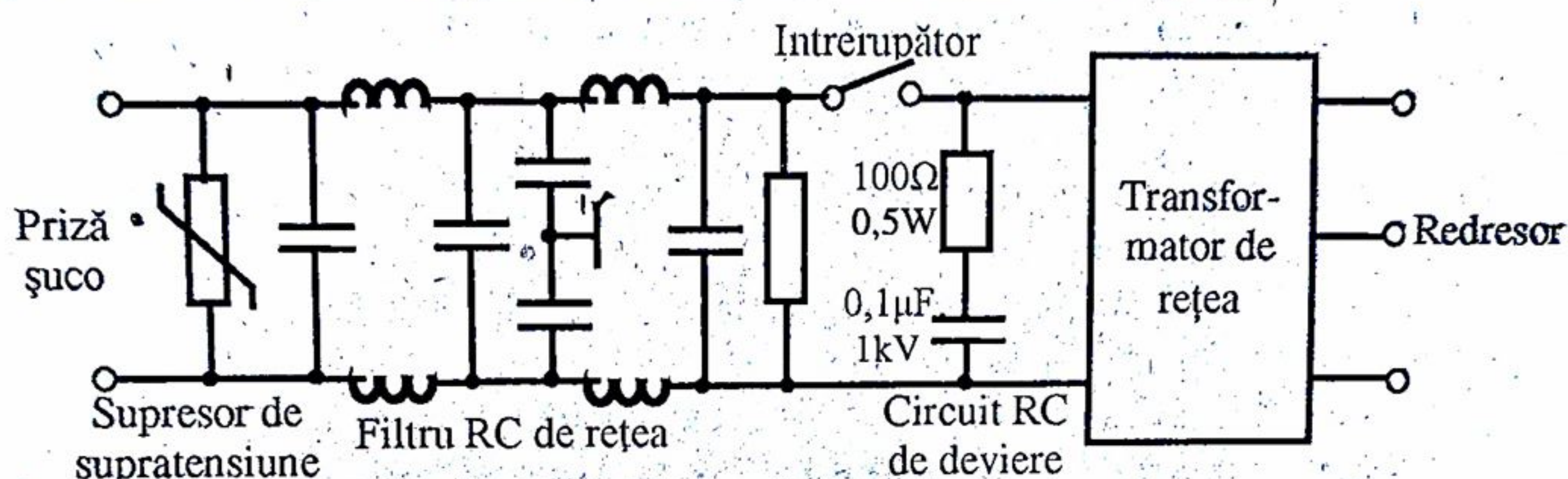


Fig.1.20. Măsuri recomandate pentru un alimentator protejat.

-folosirea unui "filtru LC de rețea" (procurat din comerț) pentru a înhîbi radiația de radiofrecvență produsă de redresor și pentru a evita pătrunderea semnalelor de radiofrecvență din rețea în stabilizator,

-folosirea unui "supresor de tensiuni tranzitorii", un dispozitiv cu două terminale care acționează ca o pereche de diode Zener în serie-opoziție, capabil să absoarbă vârfuri de curent momentane de valori mari [14],

-folosirea unui circuit integrat "de supervizare a sursei de alimentare" (de exemplu MC3425-Motorola [14]), la care se prevăd un LED indicator și un tiristor de scurtcircuitare și folosirea în acest caz a unei siguranțe fuzibile înainte de stabilizator. Acest circuit se montează după stabilizator, dar are și o legătură cu rețeaua alternativă; el realizează protecție la supratensiune, la subtensiune și detectează pierderi pe linia de curent alternativ [14].

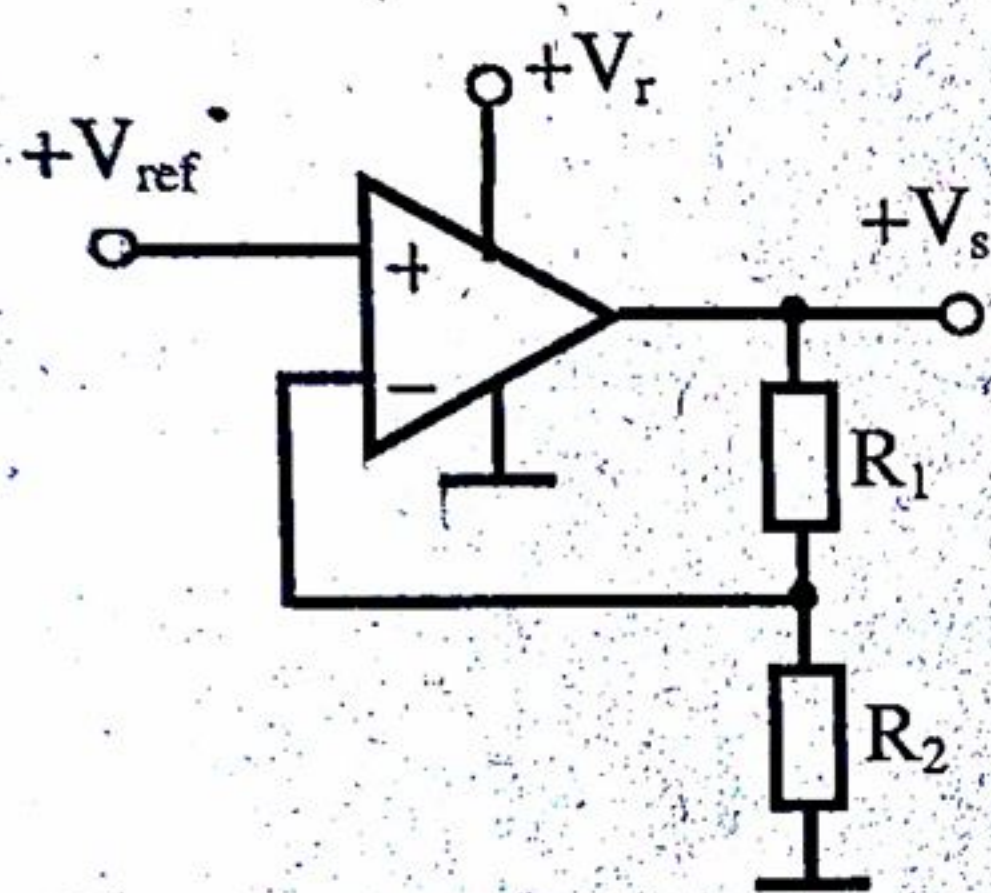


## CAPITOLUL 2

# STABILIZATOR DE TENSIUNE CU AO DE PUTERE TDA2030

## 2.1. Prezentarea circuitului integrat și a schemei

Principiul unui stabilizator de tensiune cu AO este cunoscut de la referințele de tensiune cu AO (fig.2.1). Avantajul unei astfel de surse este acela al simplității



calculului și realizării: ea necesită un singur redresor de alimentare. De asemenea, sursa se poate realiza ușor pentru tensiune variabilă în gamă largă. Desigur, în acest caz disipația de putere pe AO este ridicată și este necesar un radiator. Un alt avantaj al sursei cu AO de putere este acela că sursa se poate realiza și cu tensiune de ieșire negativă. Utilizând un comutator simplu care conectează borna - a redresorului la masă se obține tensiune de ieșire pozitivă.

Fig.2.1. Principiul stabilizatorului.

Conectând borna + a redresorului la masa schemei se obține tensiune de ieșire negativă (dacă se inversează și semnul tensiunii de referință  $V_{ref}$  față de borna de masă).

Tensiunea de ieșire are valoarea :

$$V_s = V_{ref} \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right) > V_{ref}$$

Drept sursă de tensiune de referință se poate folosi, în funcție de condițiile impuse tensiunii pe sarcină  $V_s$ :

- un stabilizator cu LED - care furnizează o tensiune  $V_{ref} = 1,7 \dots 1,8V$  cu bună stabilitate termică și cu rezistență de ieșire redusă ( $5\Omega$ ),
- o diodă Zener cu tensiune de o anumită valoare (recomandându-se  $V_z = 5,6 \dots 6,2V$  când coeficientul de temperatură al tensiunii este mai redus ,
- o superdiodă dimensionată corespunzător, eventual realizată cu tranzistor termostatat din circuitul integrat  $\mu A726$ , când este necesară tensiune foarte stabilă,



-o diodă Zener compensată termic când tensiunea de ieșire  $V_s$  trebuie să fie foarte stabilă cu temperatura mediului,

-un circuit integrat specializat în aceleași condiții ca mai sus.

Tensiunea de referință poate fi ajustată simplu, cu ajutorul unui divizor, pentru că intrarea AO consumă curent neglijabil.

Dacă sursa asigură o tensiune  $V_s$  fixă suficient de mare, circuitul tensiunii de referință se poate alimenta de la  $V_s$ , asigurându-se o stabilitate mai bună a acesteia. Dacă  $V_s$  va fi modificată în gamă largă, alimentarea circuitelor de tensiune de referință se va face de la sursa pentru AO.

Desigur, se poate folosi în schemă orice tip de AO de putere. În cele ce urmează se va prezenta și calcula un stabilizator cu amplificator TDA2030, destinat în special amplificatoarelor audio de putere medie-mare. Acesta prezintă protecțiile necesare integrate și este practic indestructibil.

Principalele caracteristici ale amplificatorului TDA2030 ce interesează în utilizarea ca stabilizator de tensiune sunt :

-tensiune maximă de alimentare cu o singură sursă :  $V_{MAX}^+ = 36 \text{ V}$  ,

-tensiune minimă de alimentare :  $V_{MIN}^+ = 6 \text{ V}$  ,

-curent maxim de ieșire (la diferență de tensiune alimentare-ieșire redusă) :  $I_{sMAX} = 3,5 \text{ A}$  ,

-curent maxim de ieșire în funcție de diferența de tensiune între alimentare-ieșire, conform fig.2.2 (datorită intervenției protecțiilor),

-curent de alimentare cu ieșirea în gol, aproximat prin relația :

$$I_o = 30 + 0,55 V_r \quad [\text{mA}, \text{V}],$$

-tensiune minimă de intrare la alimentarea cu o sursă pozitivă :  $V_{MIN} \cong +1 \text{ V}$  ,

-tensiune minimă de ieșire la alimentarea cu o sursă pozitivă :  $V_{sMIN} \cong +1 \text{ V}$  ,

-temperatura de acționare a protecției termice :  $t_{jMAX} = 150^\circ \text{C}$  ,

-rezistența termică joncțiune-capsulă :  $R_{thjc} = 3^\circ \text{C/W}$  ,

-rezistența termică capsulă-aer :  $R_{thca} = 60^\circ \text{C/W}$  ,

-rezistența termică de contact capsulă-radiator :  $R_{thcr} = 2,5^\circ \text{C/W}$  ,

-aria de funcționare sigură, dată în fig.2.2,

-tensiunea minimă pe un tranzistor final (tensiune de saturație), dată în fig.2.3 (fiind posibilă o aproximare liniară),

-conexiunile la capsulă ale amplificatorului TDA2030 sunt date în fig.2.4.



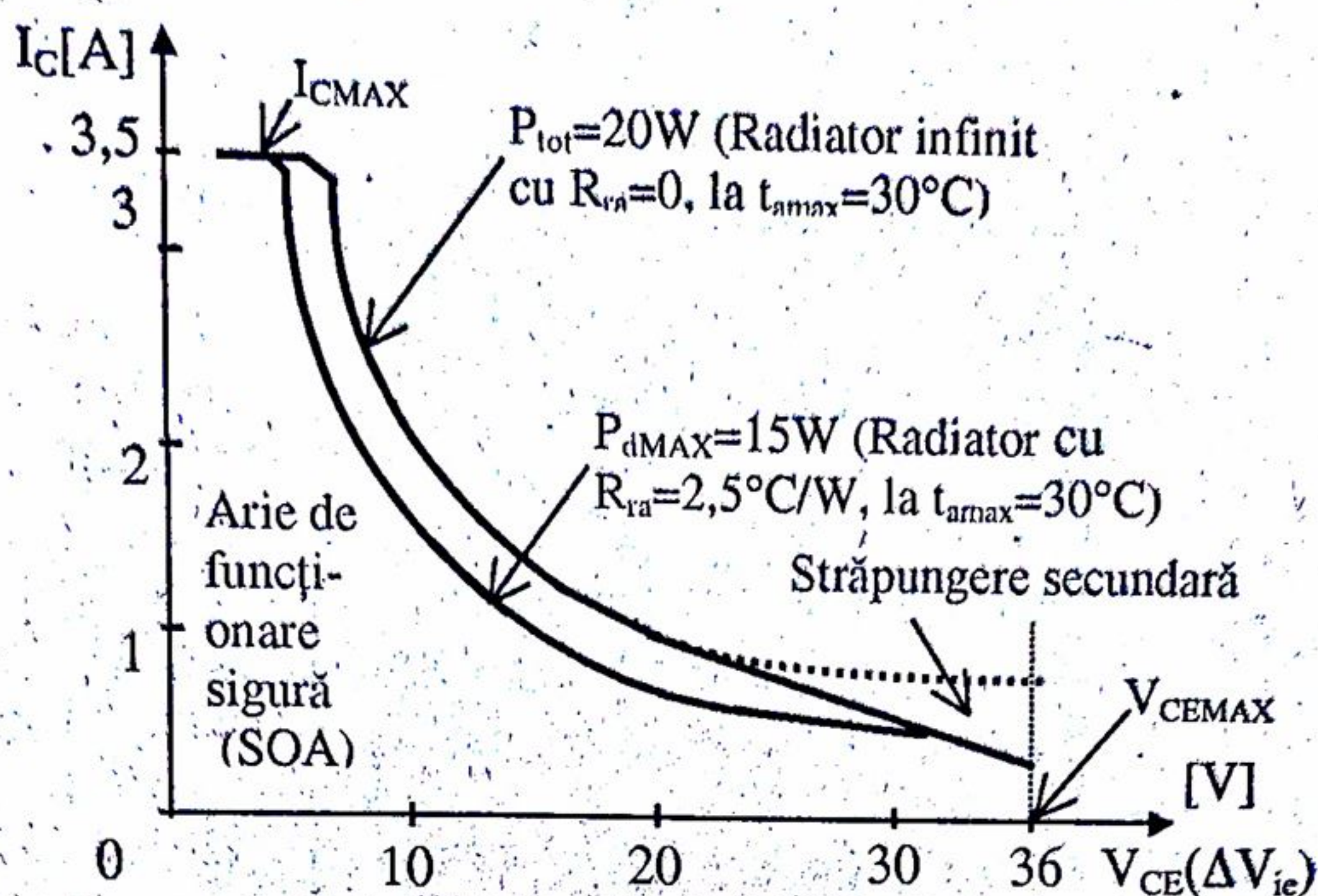


Fig. 2.2. Aria de funcționare sigură pentru TDA2030.

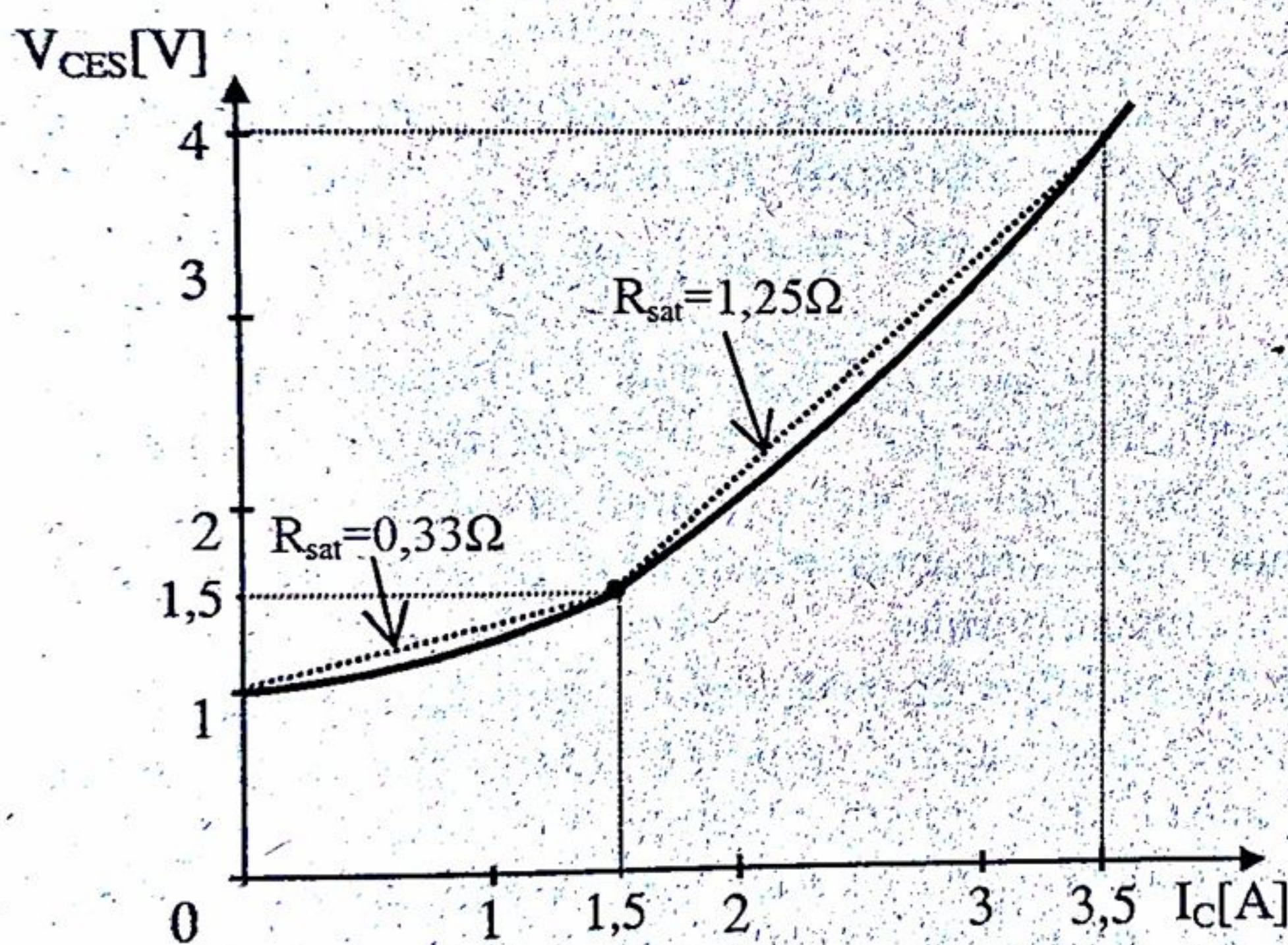


Fig. 2.3. Tensiunea minimă pe un tranzistor final.

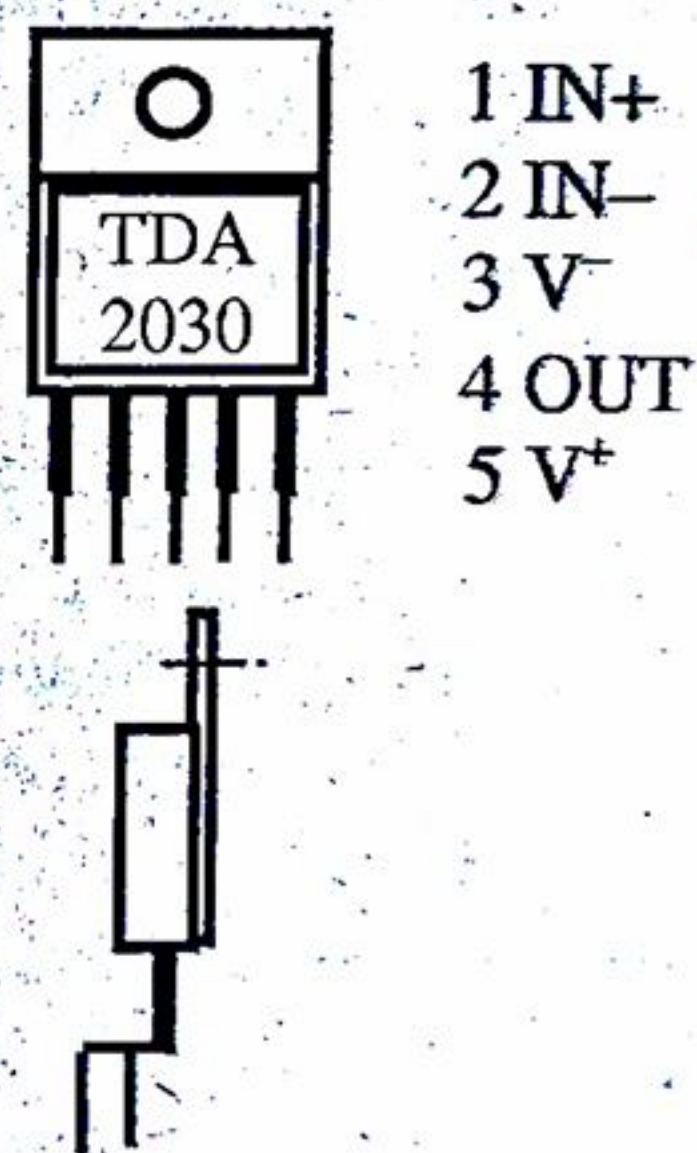


Fig. 2.4. Conexiuni la capsula TDA2030.

În cele ce urmează se va dimensiona o schemă de stabilizatoare de tensiune variabilă în gamă largă plecând de la tensiunea minimă ( $V_{ref}$ ) ce se poate asigura la intrarea integratului (fig. 2.5).

Pentru ca LED-ul să stabilizeze (să prezinte o rezistență dinamică redusă), prin el se impune un curent de ordinul 5...10mA. El poate fi folosit și pentru semnalizarea funcționării sursei.



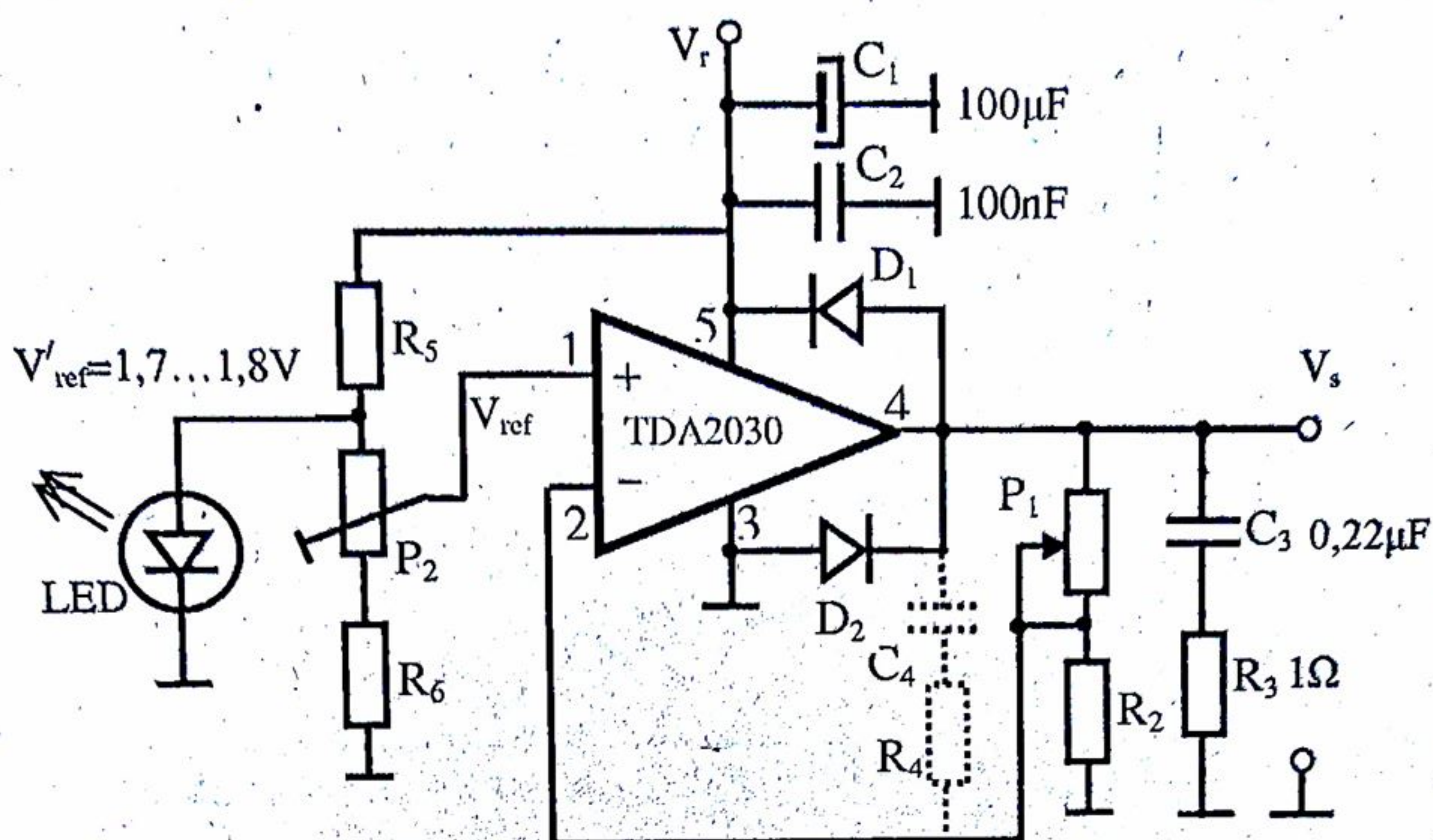


Fig.2.5. Stabilizator de tensiune cu TDA2030.

În această schemă s-a prevăzut o posibilitate de ajustare prin  $P_2$  a tensiunii maxime de ieșire (cu cursorul  $P_1$  în poziția inferioară). Rezistența  $R_6$  limitează inferior tensiunea  $V_{ref}$  ce se poate aplica ( $\geq 1V$ ). În continuare,  $V_s$  se poate modifica într-o anumită gamă prin  $P_1$ .

Componentele  $C_3$ ,  $R_3$  și eventual  $C_4$ ,  $R_4$  servesc pentru eliminarea oscilațiilor de înaltă frecvență ce apar la amplificator din cauza reacției negative. Circuitul integrat se decuplează prin condensatoarele  $C_1$  și  $C_2$  plasate în apropierea acestuia. Diodele  $D_1$  și  $D_2$  protejează circuitul integrat contra unor vârfuri de tensiune inversă ce apar la conectarea și deconectarea alimentatorului.

Pentru a realiza o sursă de tensiune negativă, este necesar să se conecteze la sursă borna plus a redresorului, să se facă decuplarea prin  $C_1$  (cu  $C_1$  inversat) și  $C_2$  pe terminalul 3 și să se inverseze sensul LED. Pentru cazul când e necesară comutarea semnului sursei stabilizatoare, se va conecta un al doi-lea LED în antiparalel cu cel din fig. 2.5. Desigur, decuplarea alimentatorului cu  $C_1$ ,  $C_2$  se va face în acest ultim caz între terminalele 5 și 3 ale integratului.

## 2.2. Relații de calcul

Datele inițiale pentru dimensionarea stabilizatorului cu AO de putere sunt :

- limitele tensiunii pe sarcină  $V_{smin}$ ,  $V_{smax}$  (pentru sursă de tensiune fixă în locul acestora se dă și se folosește  $V_s$ ),
- curentul maxim prin sarcină :  $I_{smax}$ ,



-variațiile procentuale ale tensiunii rețelei (deci ale tensiunii în gol a redresorului de alimentare) :  $100 \frac{\Delta V_{ro+}}{V_{ro}}$  ;  $100 \frac{\Delta V_{ro-}}{V_{ro}}$  ;

-gama temperaturilor mediului  $t_{amin} \dots t_{amax}$ .

Pentru calculul stabilizatorului se parcurg următoarele etape:

a) Se determină tensiunea minimă necesară pentru alimentarea stabilizatorului (AO):

$$V_{rmin} \cong V_{smax} + V_{CEs} + v_{orm} + (0,5 \dots 1) \quad [V] \quad (2.1)$$

unde  $V_{CEs}$  este tensiunea minimă la limita de saturație a unui tranzistor compus al etajului final, dată de graficul din figura 2.3 pentru curentul  $I_{smax}$  dorit,

$v_{orm}$  – amplitudinea ondulației remanente a tensiunii redresate (jumătate din ondulația vârf-la-vârf). Tensiunea de  $0,5 \dots 1V$  adăugată reprezintă depărtarea de regiunea de saturație a tranzistoarelor compuse finale și o rezervă ce poate compensa erorile de realizare a transformatorului de rețea și redresorului.

Amplitudinea ondulației remanente a tensiunii redresate  $v_{orm}$  se poate admite pe baza relației empirice [9] :

$$v_{orm} \cong \frac{0,1 I_{smax} (V_{smax} + 5)}{1 + 0,05 V_{smax}} \quad [V, A] \quad (2.3)$$

Această valoare se poate asigura în practică la un redresor fără ca valoarea condensatorului de filtraj să fie exagerată.

Tensiunea  $V_{rmin}$  trebuie să îndeplinească condiția

$$V_{rmin} \geq 6 + v_{orm} \quad (2.4)$$

pentru ca amplificatorul operațional să funcționeze corect chiar în prezența ondulațiilor tensiunii redresate.

b) Se determină valorile nominală și maximă ale tensiunii redresate la curent maxim și în gol cu relațiile [7,9] :

$$V_r = \frac{V_{rmin}}{1 - \frac{\Delta V_{ro-}}{V_{ro}} (1 + \lambda)} \quad (2.5)$$

$$V_{rmax} = V_r \left[ 1 + \frac{\Delta V_{ro+}}{V_{ro}} (1 + \lambda) \right] \quad (2.6)$$

$$V_{ro} \cong V_r (1 + 1,5 \lambda) \quad (2.7)$$



$$V_{ro\max} = V_{ro} \left( 1 + \frac{\Delta V_{ro+}}{V_{ro}} \right), \quad (2.8)$$

în care : rapoartele  $\frac{\Delta V_{ro-}}{V_{ro}}$  și  $\frac{\Delta V_{ro+}}{V_{ro}}$  sunt date inițiale,

$\lambda$  reprezintă căderea relativă de tensiune pe rezistența internă  $R_{ir}$  a redresorului (panta caracteristicii externe a acestuia [7,9]. Aceasta se definește prin

relația :

$$\lambda = \frac{I_{r\max} \cdot R_{ir}}{V_r}, \quad (2.9)$$

unde  $I_{r\max}$  este curentul mediu maxim preluat de la redresor. Căderea relativă de tensiune pe rezistența internă a redresorului,  $\lambda$ , se admite în mod obișnuit în practică între limitele  $\lambda=0,1 \dots 0,2$ . Este o mărime deosebit de utilă în calculul redresorului [7] și având o plajă restrânsă de valori uzuale, se evită deseori recalcularea redresorului și mai ales a transformatorului de rețea. Datorită folosirii acestei mărimi s-a putut stabili o relație simplă de calcul a tensiunii în gol a redresorului (2.7) și a rezistenței sale interne  $R_{ir}$ .

c) Se verifică îndeplinirea condiției :

$$V_{ro\max} < V_{MAX}^+ = 36 \text{ V}, \quad (2.10)$$

pentru ca circuitul integrat să nu se defecteze. Dacă aceasta nu este îndeplinită, integratul TDA 2030 nu se poate folosi pentru rezolvarea sursei dorite. O valoare mai redusă a lui  $\lambda$  poate face ca  $V_{omax}$  să scadă cu ceva.

d) Se verifică cu ajutorul fig.2.2 posibilitatea realizării curentului  $I_{s\max}$  impus la o diferență de tensiune intrare-ieșire maximă :

$$\Delta V_{ie\max} = V_{r\max} - V_{s\min}, \quad (2.11)$$

folosind curba marcată  $P_{dMAX}=15W$ . Aceasta corespunde temperaturii maxime a mediului de  $30^\circ C$  și unui radiator cu gabarit relativ mare ( $R_{thra}=2,5^\circ C/W$ ). Curba dată de catalog [17] pentru  $P_{tot}=20W$  nu se poate folosi în cazul răcirii naturale a radiatorului.

Dacă din grafic rezultă pentru curentul  $I_{s\max}$  o diferență de tensiune sub valoarea dată de (2.11), stabilizatorul propus nu se poate practic realiza cu răcire naturală a radiatorului pe care este montat circuitul integrat.

e) Dacă la punctul anterior a rezultat că sursa se poate realiza, se face calculul puterii disipate maxime pe circuitul integrat :

$$P_{d\max} = (V_{r\max} - V_{s\min}) I_{s\max} + V_{r\max} I_{o\max}, \quad (2.12)$$

unde curentul  $I_{o\max}$  se determină cu relația (2.1) folosind tensiunea  $V_{r\max}$ .

f) Se verifică dacă este necesar radiator pentru circuitul integrat și, dacă este cazul, se pregătește dimensionarea lui. Dacă



$$P_{dmax} > P_{dMAXo} = \frac{t_{jMAX}^* - t_{a max}}{R_{thjc} + R_{thca}} = \frac{140 - t_{a max}}{63}, \quad (2.13)$$

cu  $t_{jmax}^* = 140^\circ C$  (cu o rezervă față de  $150^\circ C$  când acționează protecția termică), atunci este necesar radiator. Se stabilește rezistența termică a radiatorului necesar cu relația :

$$R_{thra} \leq \frac{t_{jMAX}^* - t_{a max}}{P_{d max}} - R_{thjc} - R_{thcr} = \frac{140 - t_{a max}}{P_{d max}} - 3 - 2,5. \quad (2.14)$$

Calculul radiatorului plan necesar (în cazul utilizării unui astfel de radiator) sau a lungimii unui radiator cu aripioare a cărui rezistență termică nu este cunoscută este prezentat în anexa A1.

g) Se estimează curentul de scurtcircuit al stabilizatorului pentru un radiator adoptat cu rezistență termică  $R_{thra}^* \leq R_{thra}$ . Pentru aceasta se calculează puterea disipată în condițiile acționării protecției termice :

$$P_{dsc max} = \frac{t_{jMAX} - t_{a min}}{R_{thjc} + R_{thcr} + R_{thra}^*}, \quad \text{cu } t_{jMAX} = 150^\circ C. \quad (2.15)$$

Această curbă (hiperbolă) se trasează în graficul  $I_C - V_{CE}$  al tranzistoarelor finale, de forma celui din fig 2.2, delimitată sus de curentul  $I_{CMAX} = 3,5A$  și în dreapta de zona de protecție contra străpungerii secundare (tangenta la hiperbola pentru  $P_{tot}$ ) sau de  $V_{CEMAX} = 36V$ . De pe curba de delimitare a zonei de funcționare sigură astfel obținută se citește curentul  $I_{Csc}$  corespunzător tensiunii  $V_{CE} \cong V_{rmin}$  ( $V_{rmin}$  fiind calculată la început). De acest curent trebuie ținut cont la calculul și realizarea redresorului.

h) Se determină rezistența  $R_5$  pentru un curent nominal prin LED de 10mA și 1mA prin divizorul  $P_2 - R_6$  :

$$R_5 = \frac{V_r - V'_{ref}}{11} \quad [k\Omega]$$

Aceasta se poate adopta cu toleranță de  $\pm 10\%$ .

i) Se face calculul rezistențelor divizorului tensiunii de referință  $V'_{ref}$ ,  $P_2 - P_6$  (fig.2.5).

Admițând prin aceasta un curent de ordinul 1mA, rezultă valoarea potențiometrului  $P_2$  :

$$P_2 \cong \frac{V'_{ref} - 1}{1} \quad [k\Omega], [V],$$

care se va adopta normalizată (0,5k $\Omega$  sau 1k $\Omega$ ). Apoi se determină rezistența  $R_6$  pe care se impune tensiunea de 1V



$$R_6 = \frac{1 \cdot P_2}{V_{ref}' - 1} \quad [k\Omega] ,$$

care se normalizează cu o toleranță de  $\pm 2,5\%$ .

j) Se calculează rezistențele divizorului de la ieșire după adoptarea valorii tensiunii de referință  $V_{ref}$  (fig.2.5). Aceasta nu poate fi coborâtă sub 1V. Se recomandă domeniul 1,1...1,5V.

Se admite un curent redus (de exemplu  $I_d = 2,5mA$ ) prin divizor și rezultă valoarea aproximativă necesară pentru potențiometrul  $P_1$  dacă sursa realizează la ieșire  $V_{smin} = V_{ref}$ :

$$P_1 = \frac{V_{smax} - V_{ref}}{I_d}$$

Aceasta se normalizează la o valoare apropiată (la un multiplu zecimal al numerelor 10,25,50) și apoi se calculează rezistența  $R_2$ :

$$R_2 = P_1 \frac{V_{ref}}{V_{smax} - V_{ref}}$$

Ea se normalizează cu o toleranță de  $\pm 1\% \dots \pm 2,5\%$ . Din cauza toleranței mari a potențiometrelor și dispersiei tensiunii  $V_{ref}'$  cele două extreme ale tensiunii de ieșire nu rezultă precise. Una singură dintre acestea se poate ajusta din  $P_2$  de preferință  $V_{smax}$  (cu cursorul potențiometrului  $P_1$  în poziția jos). Pentru a se putea ajusta ambele capete ale gamei tensiunii de ieșire, trebuie făcută ajustabilă și rezistența  $R_2$ .

k) Se stabilește curentul maxim de scurtcircuit pentru calculul redresorului, la tensiunea nominală:  $I_{rmaxsc} = I_{Csc} + I_o$  cu  $I_o$  determinat din relația (2.1), folosind tensiunea  $V_r$  și se regrupează datele necesare pentru calculul redresorului:  $V_r$ ,  $I_r$ ,  $I_{rscmax}$ ,  $\lambda$ ,  $V_{orm}$ , variațiile procentuale ale rețelei.

### 2.3. Exemplu de calcul

Se va calcula un stabilizator de tensiune ajustabilă în gama 1,5V...15V pentru un curent maxim de sarcină de 0,6A. Variațiile procentuale ale tensiunii rețelei sunt de  $\pm 10\%$  iar temperatura mediului este cuprinsă între 15 și  $+30^\circ C$ .

Amplitudinea ondulației tensiunii de la ieșirea redresorului

$$V_{orm} \cong \frac{0,1 I_{rmaxsc} (V_{smax} + 5)}{1 + 0,05 V_{smax}} = \frac{0,1 \cdot 0,6 (15 + 5)}{1 + 0,05 \cdot 15} \cong 0,7V$$

Tensiunea minimă necesară pentru alimentarea stabilizatorului este:

$$V_{rmin} \cong V_{smax} + V_{Cfz} + V_{orm} + (0,5 \dots 1) = 15 + 1,2 + 0,7 + 0,5 = 17,4V$$

Se verifică:

$$V_{rmin} = 17,4V > 6 + V_{orm} = 6,7V$$



Valorile nominală și maximă ale tensiunii redresate și ale tensiunii redresate în gol sunt (pentru  $\lambda=0,15$ ):

$$V_r = \frac{V_{rmin}}{1 - \frac{\Delta V_{ro-}}{V_{ro}} (1+\lambda)} = \frac{17,4}{1 - 0,1(1+0,15)} = 19,7V,$$

$$V_{rmax} = V_r \left[ 1 + \frac{\Delta V_{ro+}}{V_{ro}} (1+\lambda) \right] = 19,7 [1 + 0,1(1+0,15)] \approx 22,7V,$$

$$V_{ro} \approx V_r (1 + 1,5\lambda) = 19,7 (1 + 1,5 \cdot 0,15) \approx 24,1V,$$

$$V_{romax} = V_{ro} \left( 1 + \frac{\Delta V_{ro+}}{V_{ro}} \right) = 24,1 (1 + 0,1) = 26,5V$$

Se verifică:  $V_{romax} = 26,5V < V_{MAX}^+ = 36V$

La diferența de tensiune:

$$\Delta V_{ie max} = V_{rmax} - V_{smin} = 22,7 - 1,5 = 21,2V$$

și din figura 2.2 pentru curba marcată  $P_{dMAX}=15W$  rezultă posibilitatea realizării unui curent maxim de sarcină de 0,7A, mai mare decât cel impus în enunț. Curentul de alimentare cu ieșire în gol:

$$I_{ro max} = 30 + 0,55 V_{rmax} = 30 + 0,55 \cdot 22,7 = 42,5mA.$$

Puterea disipată maximă pe circuitul integrat este:

$$P_{dmax} = (V_{rmax} - V_{smin}) I_{smax} + V_{rmax} I_{o max} = (22,7 - 1,5) 0,6 + 22,7 \cdot 0,0425 \approx 13,7W.$$

Desigur, este necesar radiator pentru circuitul integrat. Rezistența termică a radiatorului trebuie să fie:

$$R_{thra} \leq \frac{140 - t_{a max}}{P_{dmax}} = \frac{140 - 30}{13,7} = 8,03 \approx 8,03^\circ C/W$$

Acesta este un radiator de dimensiune relativ mare dar încă neexagerată. Întrucât circuitul integrat are protecție termică, nu trebuie luat neaparat un radiator cu  $R_{thra}$  mai mică, deci  $R_{thra}^* = R_{thra} = 2,55^\circ C/W$ .

În scurtcircuit:

$$P_{dsc max} = \frac{t_{jMAX} - t_{a min}}{R_{thje} + R_{ther} + R_{thcu}^*} = \frac{150 - 15}{3 + 2,5 + 2,55} \approx 16W,$$



care este foarte apropiată de curba limită practică dată în fig.2.2 (15W). De pe acesta se citește, la tensiunea  $V_{rmin}=17,4V$ , curentul de scurtcircuit  $I_{Csc}=0,9A$ , care este cu ceva mai mare decât curentul maxim al stabilizatorului.

Considerând un curent prin LED de 10mA :

$$R_5 = \frac{V_r - V'_{ref}}{11} = \frac{19,7 - 1,7}{11} = 1,635 k\Omega .$$

Se adoptă o rezistență de  $1,6 k\Omega \pm 5\%$ .

Potențiometrul  $P_2$  pentru curent de 1mA prin divizor va fi :

$$P_2 = \frac{V'_{ref} - 1}{1} = \frac{1,7 - 1}{1} = 0,7 k\Omega ,$$

care se normalizează la  $0,5k\Omega$ . Cu aceasta

$$R_6 = \frac{1 \cdot P_2}{V'_{ref} - 1} = \frac{0,6}{1,7 - 1} = \frac{0,6}{0,7} = 0,857 k\Omega .$$

Se adoptă o rezistență de  $866\Omega \pm 2,5\%$ . Se adoptă  $V_{ref}=1,5$  egală cu  $V_{smin}$ .

Potențiometrul  $P_1$  va avea o valoare în jur de :

$$P_1 = \frac{V_{smax} - V_{ref}}{I_d} = \frac{15 - 1,5}{2} = 6,75 k\Omega$$

pentru un curent din divizor  $I_d=2mA$ . Se adoptă un potențiometru  $P_1=5k\Omega$ . Cu aceasta

$$R_2 = P_1 \frac{V_{ref}}{V_{smax} - V_{ref}} = 5 \frac{1,5}{15 - 1,5} = 5,55 k\Omega .$$

Se adoptă o rezistență de  $5,62k\Omega \pm 2,5\%$ .

Curentul maxim furnizat de redresor este cel din situația de scurtcircuit :

$$I_{rmax sc} = I_{Csc} + I_o = I_{Csc} + 10^{-3}(30 + 0,55 V_r) = 0,9 + 10^{-3}(30 + 0,55 \cdot 19,7) = 0,94 A .$$

Datele pentru calculul redresorului (Anexa 4) vor fi :

$$V_r = 19,7V ; I_r \approx 0,642A ; I_{rscmax} \approx 0,94A ; \lambda = 0,15 ; v_{orm} = 0,7V$$

iar variațiile procentuale ale rețelei sunt cele din enunț,  $\pm 10\%$ .



## CAPITOLUL 3

## STABILIZATOARE DE TENSIUNE CU CIRCUIT INTEGRAT LM723

### 3.1. Prezentarea circuitului integrat și a schemelor

Regulatorul de tip 723 a fost primul circuit integrat analogic (liniar) destinat stabilizatoarelor de tensiune.

Cu ajutorul circuitului integrat LM723 se pot realiza stabilizatoare de putere mică fără alt tranzistor extern și de putere medie – cu tranzistor extern [17]. Folosirea tranzistorului extern este obligatorie pentru curent de sarcină mai mare de cca 80mA, (curentul maxim al circuitului integrat fiind de 150mA). Totuși, și în cazul curenților de sarcină mai mici decât acesta este necesar să se calculeze puterea disipată în situația cea mai defavorabilă pe circuitul integrat, pentru a se stabili dacă el se poate utiliza fără tranzistor extern [9].

Mărimile limită și caracteristicile principale ale circuitului integrat LM723 sunt [17] :

- tensiunea maximă de intrare (între +V și Masă) :  $V_{iMAX}=40V$ ,
- tensiunea minimă de intrare :  $V_{imin}=9,5V$ ,
- tensiunea maximă între intrările amplificatorului și Masă : +2V,
- tensiunea maximă între intrările amplificatorului și Masă : +7,5V,
- tensiunea diodei Zener (numai la capsula TO-116) :  $7,3\pm 0,4V$ ,
- curent maxim de ieșire :  $I_{sMAX}=150mA$ ,
- curent maxim de încărcare a ieșirii de referință : 15mA (pentru tipul LM723C – 25mA),
- temperatura maximă a joncțiunilor :  $t_{jMAX}=150^{\circ}C$  la tipul LM723, și  $125^{\circ}C$  la tipul LM723C,
- rezistență termică joncțiune-mediul ambiant :  $R_{thja}=200^{\circ}C/W$  pentru capsula TO-116 respectiv  $155^{\circ}C/W$  pentru capsula TO-100,
- puterea disipată maximă la temperatura mediului de  $25^{\circ}C$  :  $P_{dMAX25}=625mW$ , pentru capsula TO-116, respectiv 800mW pentru capsula TO-100 [17],
- tensiunea de referință  $V_{ref}=7,15\pm 0,2V$  la tipul LM723,  $V_{ref}=7,15\pm 0,35V$  la tipul LM723C,



-gama temperaturii mediului pentru funcționarea normală:  $-55...+125^{\circ}\text{C}$  pentru tipul LM723 ;  $0...+70^{\circ}\text{C}$  pentru tipul LM723C,

-curent consumat fără sarcină, la  $t_{\text{amb}} = 25^{\circ}\text{C}$  :  $\leq 5\text{mA}$  pentru LM723 și  $\leq 4\text{mA}$  pentru LM723C, dar tipic este de  $2,5\text{mA}$  pentru ambele circuite,

-stabilizarea la variația rețelei de la  $-10\%$  la  $+10\%$  :  $0,01\%$  (tipică) (crește la  $=0,02\%$  dacă temperatura mediului variază în gamă largă),

-stabilizarea tipică la variația sarcinii de la  $0$  la  $100\text{mA}$ , fără limitare de curent, (pentru  $t_{\text{amb}} = 25^{\circ}\text{C}$ ) :  $< 0,1\%$  (crește la  $0,2\%$  dacă temperatura mediului variază în gamă largă),

-stabilizarea la variația sarcinii de la  $0$  la  $100\text{mA}$ , cu limitare de curent (pentru  $t_{\text{amb}} = 25^{\circ}\text{C}$ ) :  $< 0,2\%$  (crește la  $0,4\%$  dacă temperatura mediului variază în gamă largă),

-deriva termică a tensiunii de ieșire :  $\leq 1,5 \cdot 10^{-4}/^{\circ}\text{C}$ .

În figura 3.1 se prezintă schema bloc a circuitului integrat LM723, cu numerotarea terminalelor pentru două tipuri de capsulă (între paranteze pentru capsula metalică TO-100) iar în figura 3.2 sunt date conexiunile la capsulă.

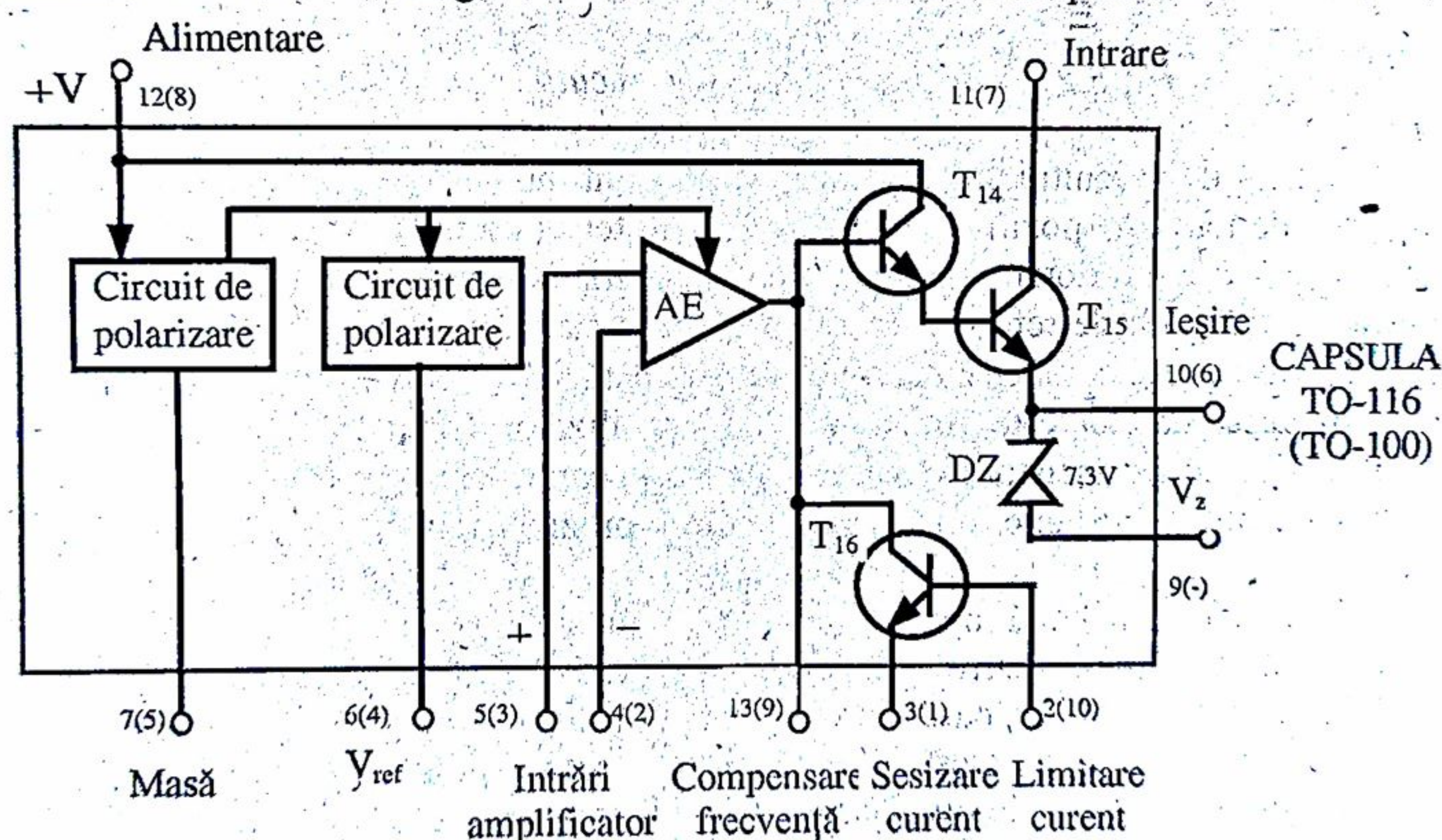


Fig.3.1. Structura regulatorului integrat LM723.

Schema bloc a circuitului integrat LM723 include un circuit pentru producerea tensiunii de referință stabilizată și compensată termic, un amplificator de eroare de tip diferențial, un element de reglare cu tranzistoarele  $T_{14}$  și  $T_{15}$ , un tranzistor "de protecție"  $T_{16}$  și o diodă stabilizatoare DZ de  $7,3\text{V} \pm 0,4\text{V}$ . Rolul blocurilor este



cunoscut din Capitolul 1. Dioda stabilizatoare integrată DZ se utilizează numai în stabilizatoare de tensiune negativă și stabilizatoare în regim flotant.

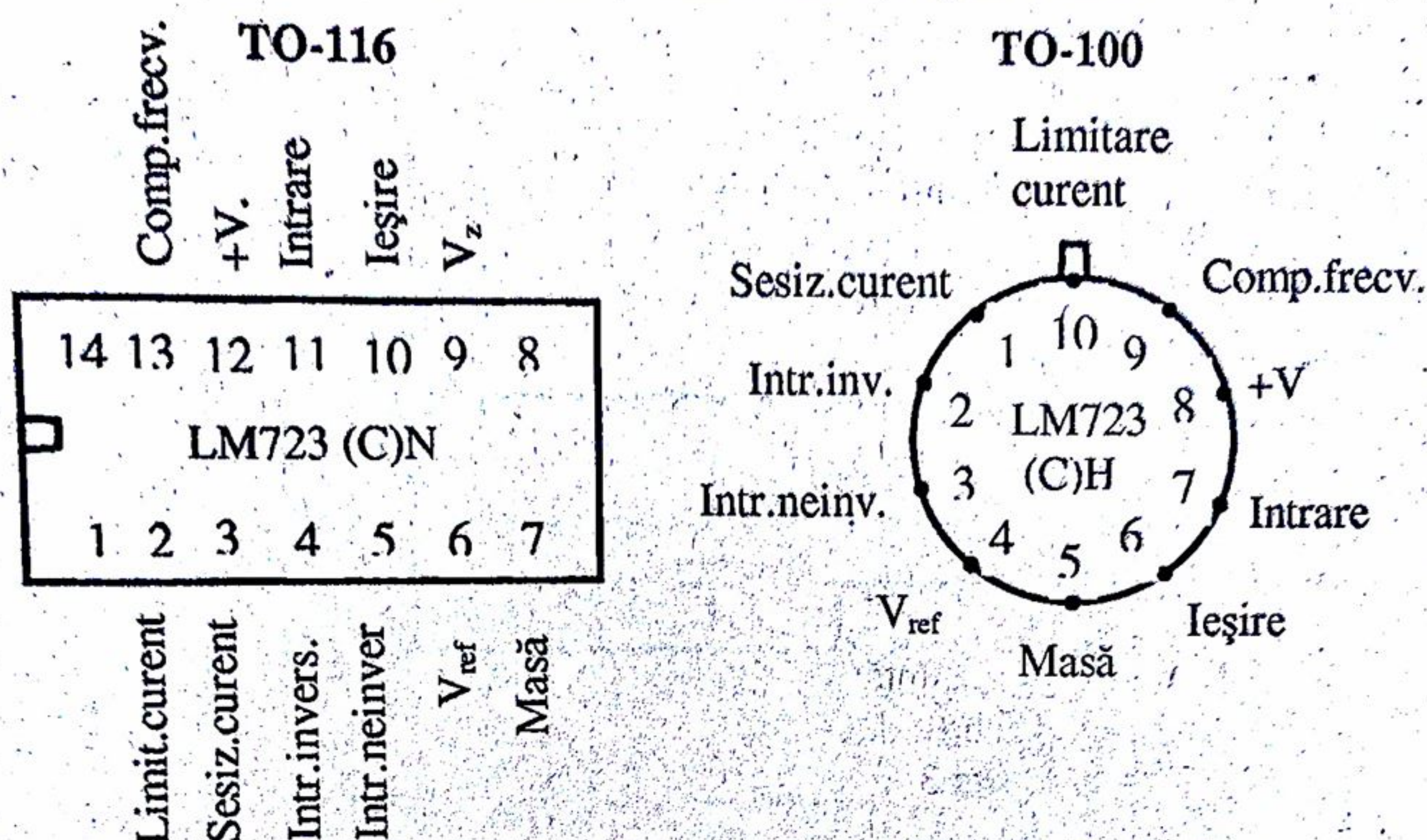


Fig.3.2. Conexiuni la capsula circuitului LM723.

Aplicațiile circuitului integrat LM723 sunt numeroase și se utilizează ca stabilizator de tensiune pozitivă și stabilizator de tensiune negativă, ambele în regim normal sau în regim flotant (pentru tensiuni mari). Calitățile lui principale sunt: stabilizare a tensiunii de referință (care va dicta și stabilizarea schemei complete) de valoare foarte mare și compensarea termică excelentă a acestei tensiuni.

În acest capitol este tratată schema stabilizatorului de tensiune cu circuit integrat LM723 fără tranzistor extern, urmând ca în capitolele 4, 5, 6 și 7 să se prezinte celelalte aplicații importante, dintre care unele reprezintă reușite creații ale autorului cărții.

Cea mai răspândită aplicație a circuitului integrat LM723 este aceea de stabilizator de tensiune pozitivă cuprinsă între 2...33V. O tensiune de 37V, cât se declară în cataloage, nu se poate obține practic cu un redresor obișnuit, în condițiile variației tensiunii rețelei și a creșterii tensiunii redresate în gol [9].

În fig. 3.3, 3.4, 3.5 se prezintă variantele posibile de stabilizatoare de tensiune pozitivă fără tranzistor extern, deosebindu-se între ele prin modul de aplicare a tensiunii de referință și de reacție la intrările amplificatorului de eroare și prin modul de ajustare sau variere a tensiunii stabilizate. De la potențiometrul P se poate stabili valoarea tensiunii pe sarcină în domeniul dat.

În fig. 3.3 este dată schema stabilizatorului de tensiune cuprinsă între 2...6,95V (6,8V la tipul LM723C), limita superioară fiind impusă de valoarea minimă a tensiunii de referință (care prezintă dispersie de fabricație).



În fig. 3.4 este dată schema stabilizatorului de tensiune cuprinsă între 7,35...33V (7,5V la tipul LM723C), limita inferioară a domeniului fiind impusă de valoarea maximă a tensiunii de referință.

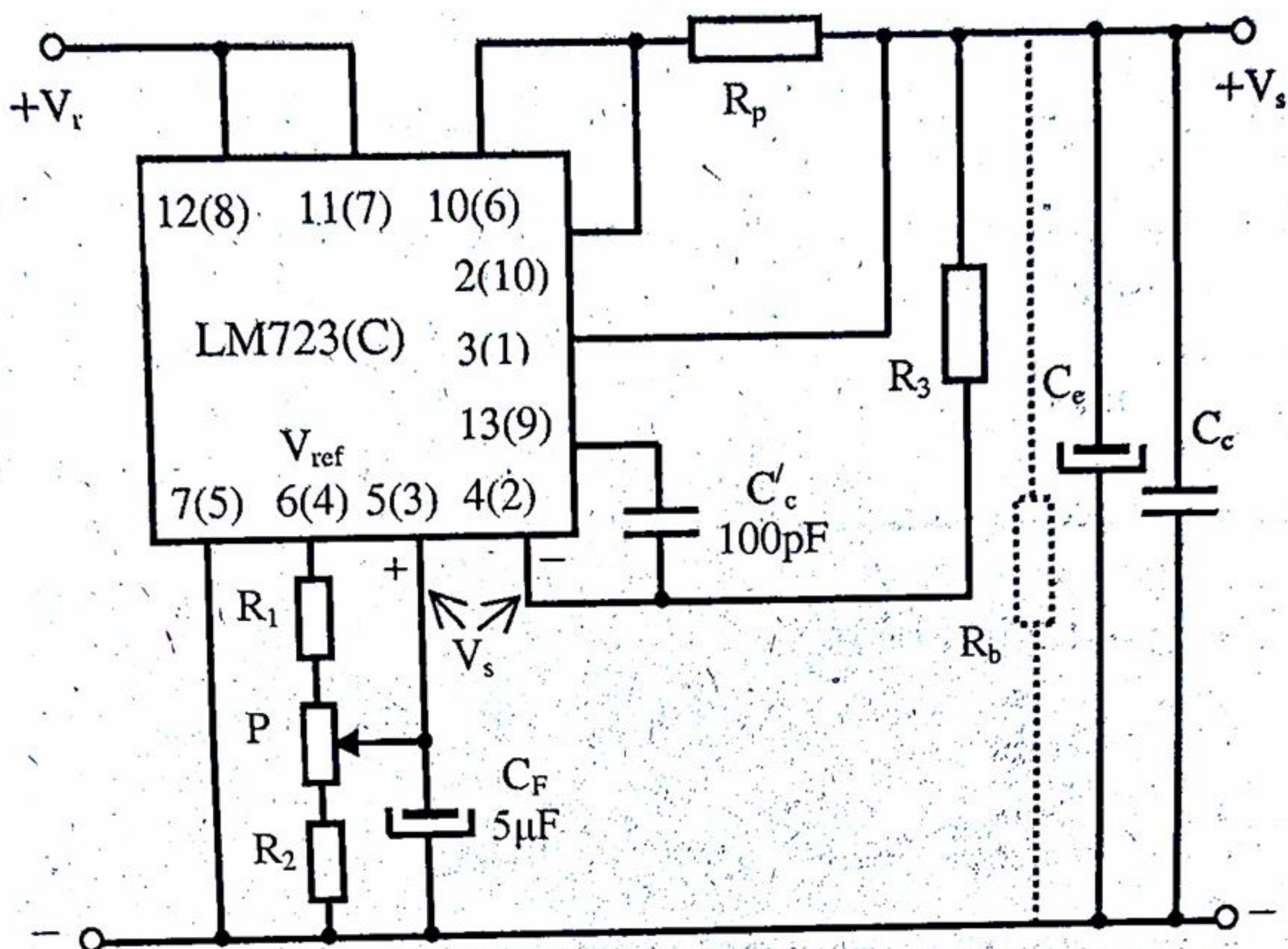


Fig. 3.3. Stabilizator de tensiune cuprinsă între 2... 6,95V.

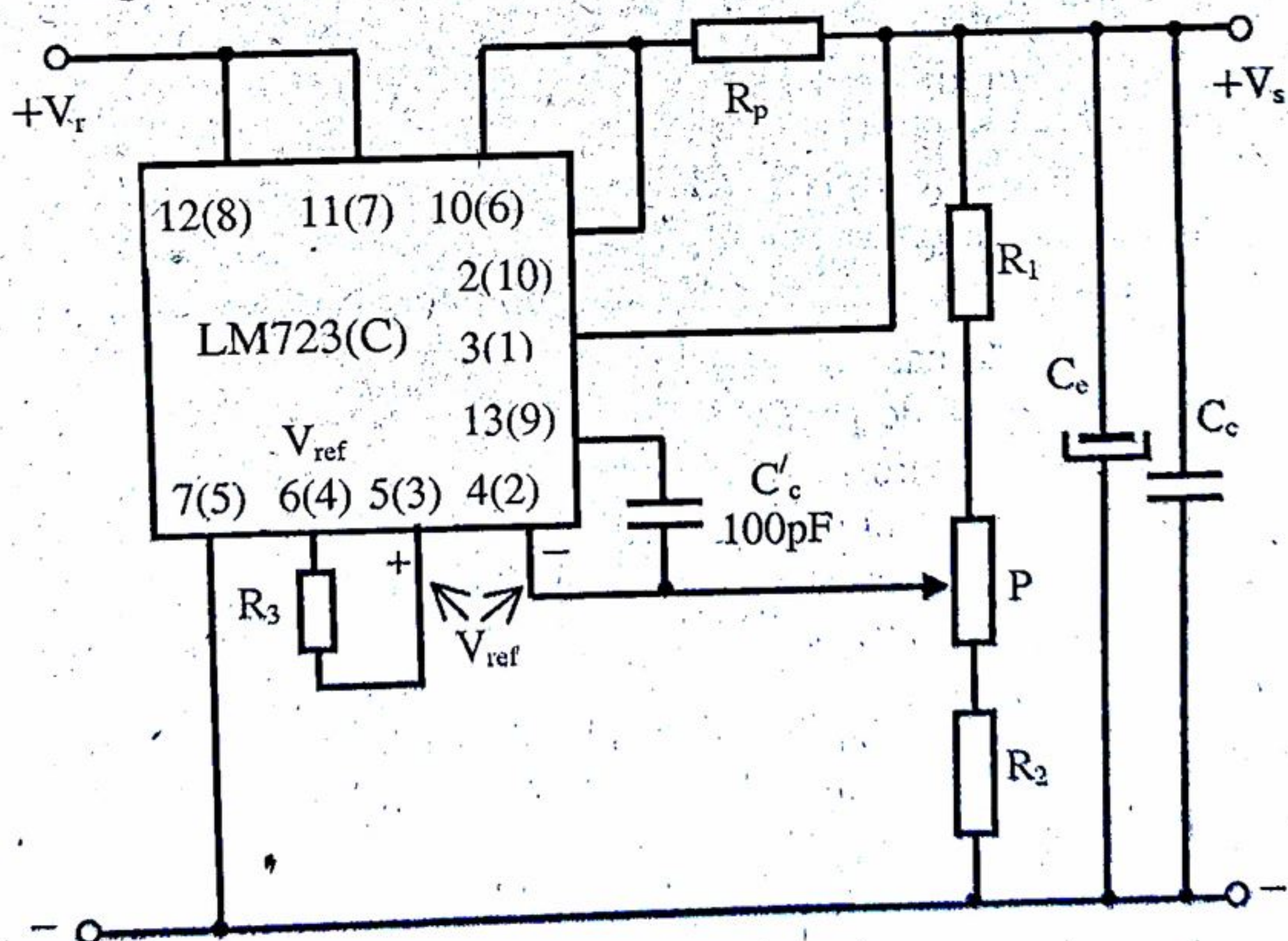


Fig. 3.4. Stabilizator de tensiune cuprinsă între 7,35... 33V.



În fig.3.5 este dată schema stabilizatorului de tensiune cuprinsă între 2,1...33V (tensiune ajustabilă, cu cele două extreme cuprinse în domeniile 2,1...6,95V și 7,35...33V sau tensiune fixă cuprinsă între 6,95...7,35V [5]). Tensiunea stabilizată nu se poate coborî sub 2V, deoarece amplificatorul de eroare nu mai funcționează corect cu tensiuni la intrări mai mici decât 2V.

În acest caz tensiunea de referință se divizează astfel încât la intrarea neînversoare a amplificatorului de eroare să se aplice o tensiune egală sau mai mică decât tensiunea minimă impusă pe sarcină dar nu mai mică de 2V. Din cauza dispersiei tensiunii de referință, la intrarea neînversoare poate fi o tensiune de 2...2,1V, ceea ce justifică limita inferioară pentru tensiunea  $V_s$ . Limita superioară de 33V este doar orientativă [9].

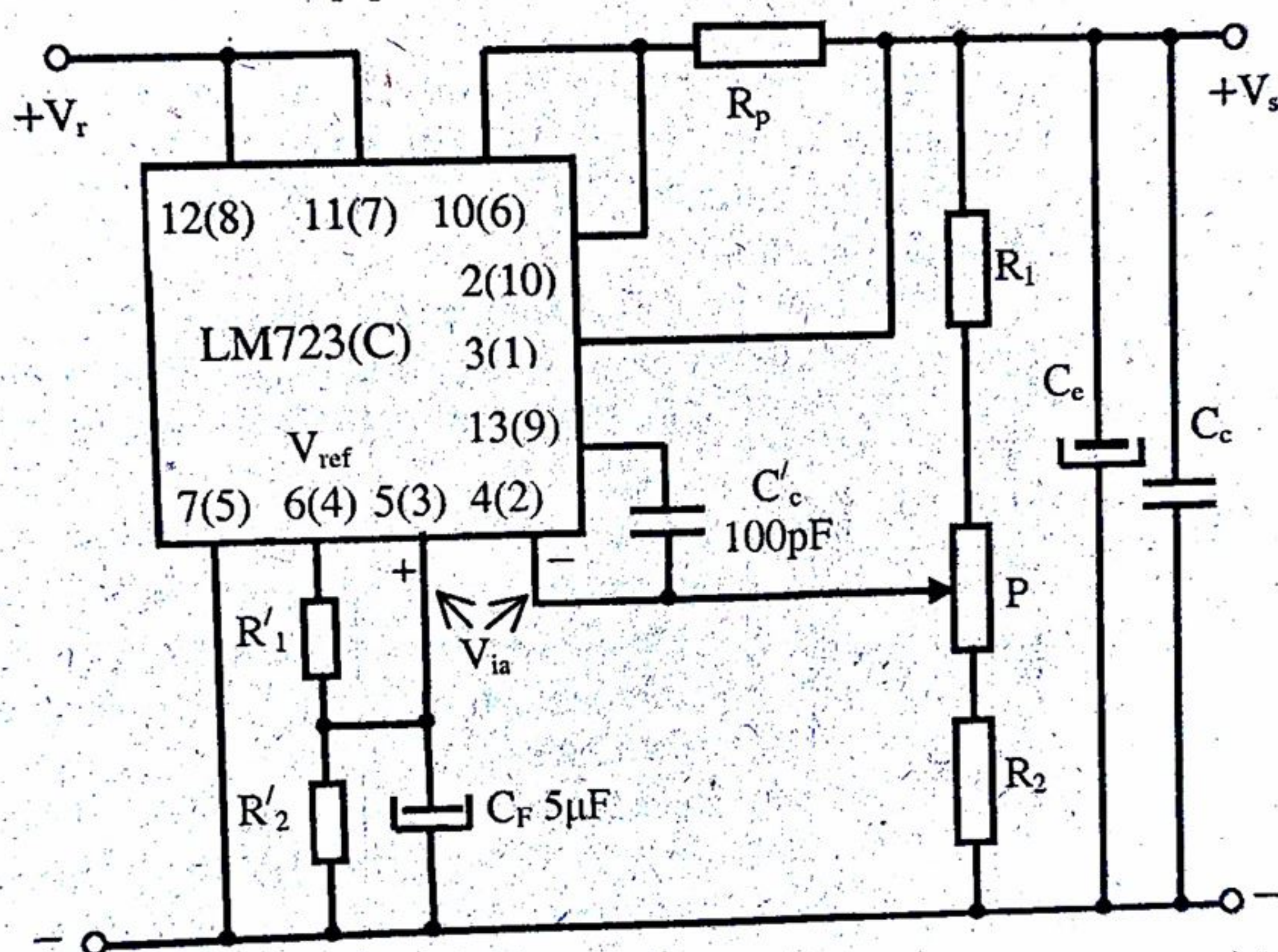


Fig.3.5 Stabilizator de tensiune cuprinsă între 2,1... 33V.

Tensiunea de referință, pentru un curent de 1mA consumat de la ieșirea respectivă, este cuprinsă între 6,95...7,35V (6,8...7,5V pentru LM723C), având valoarea tipică de 7,15V. De această dispersie, precum și de toleranța rezistenței variabile P trebuie ținut cont la calculul divizoarelor de tensiune din circuitele stabilizatoare [9].

În cazul stabilizatoarelor de tensiune fixă, tensiunea de ieșire  $V_s$  nu rezultă în general exact de valoarea impusă, fiind necesară fie o ajustare a uneia din rezistențele divizorului  $R'_1$ ,  $R'_2$ , fie intercalarea între acestea a unei rezistențe semireglabile. În cazul stabilizatoarelor de tensiune ajustabilă într-o gamă dată sunt necesare, în afara



potențiometrului P, încă alte două potențiometre (de exemplu, în locul lui  $R_1$  și  $R_2$ , pentru a se putea ajusta exact tensiunea la ambele capetele ale gamei).

Este indicat să se utilizeze în divizoare atât rezistențe fixe cât și ajustabile (cu peliculă metalică, deoarece prezintă o mai bună stabilitate în timp și cu temperatura mediului iar rezistența de contact între cursor și peliculă (la ajustabile) este stabilă și neglijabilă).

Condensatorul  $C_F$  (de obicei electrolitic de  $5\mu F$  sau ceramic de  $10...100nF$ ) are rolul de filtraj, reducând ondulațiile provenite de la redresor și zgomotul tensiunii de referință și deci ale tensiunii stabilizate  $V_s$ .

Condensatorul  $C_c$  (ceramic,  $100pF$ ) realizează corecția amplificatorului de eroare eliminând autooscilația stabilizatorului (care reprezintă un sistem cu reacție negativă).

Curba tensiunii de deschidere a tranzistorului de protecție în funcție de temperatura joncțiunilor este dată în fig. 3.6 [17]. Ea trebuie luată în considerare la calculul rezistenței  $R_p$  de limitare a curentului prin sarcină [9] pe baza temperaturii maxime atinsă la acest curent de joncțiuni.

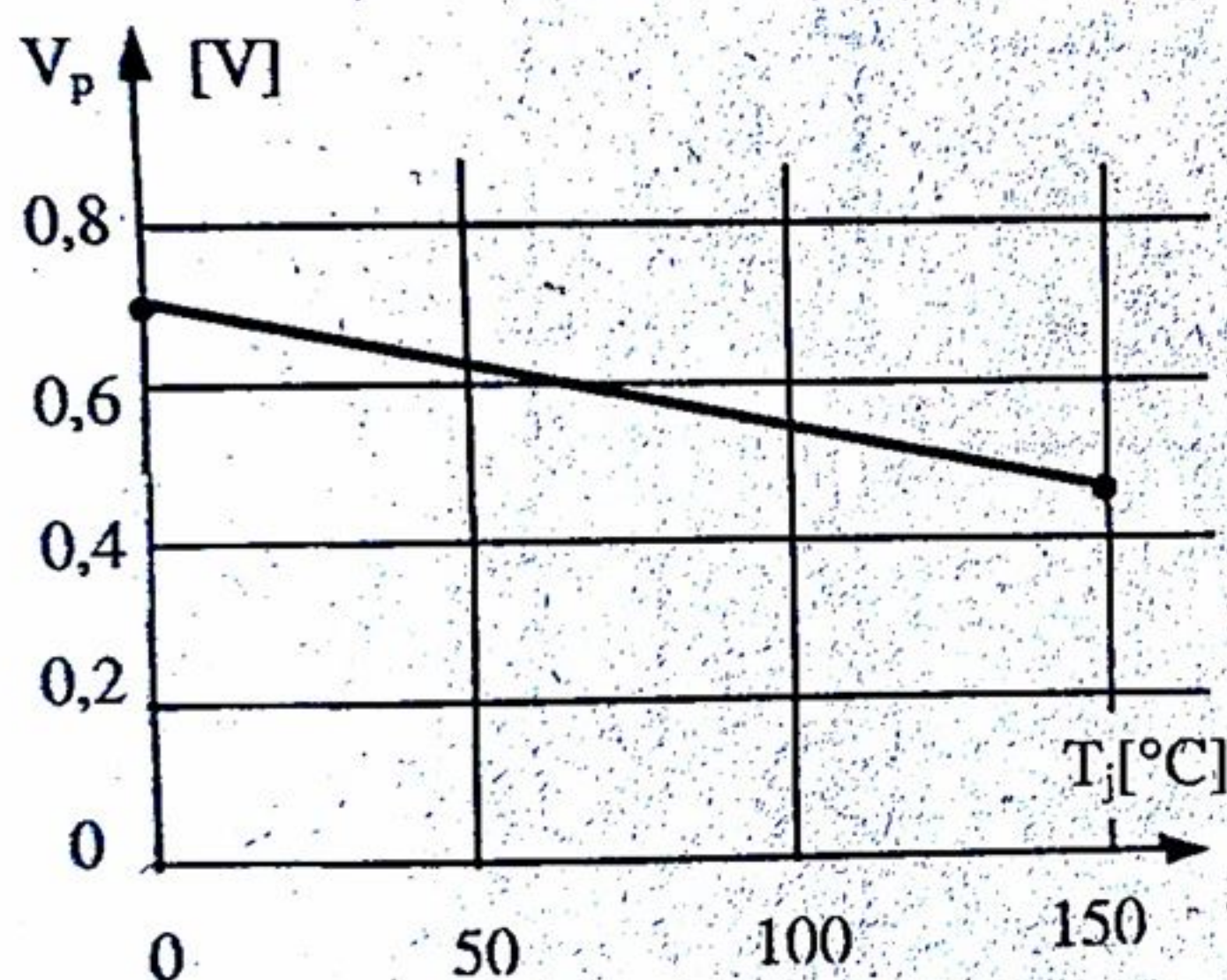


Fig. 3.6 Tensiunea de protecție în funcție de temperatură.

Limitarea curentului se poate face simplu sau cu întoarcere [17], [10], [9]. În fig. 3.3, 3.4, 3.5 este realizată limitarea simplă iar în fig. 3.7 – limitarea cu întoarcere. În cazul limitării cu întoarcere valoarea curentului la care se face limitarea depinde (pentru rezistențele  $R_4$  și  $R_5$  date) și de tensiunea stabilizată  $V_s$ . Prin urmare, în cazul surselor de tensiune variabilă ar fi necesară fie acceptarea unui curent limitat mai mic la  $V_{smin}$  decât la  $V_{smax}$ , fie utilizarea unor rezistențe  $R_4$  și  $R_5$  variabile simultan pentru ca limitarea curentului să se poată realiza la aproximativ aceeași valoare și să nu crească curentul de scurtcircuit.

Rezistența  $R_p$  depinde relativ puțin de tensiunea  $V_s$  și, în general, ea nu trebuie să fie ajustabilă în scopul de mai sus. Când modificarea simultană a rezistențelor  $R_4$  și  $R_5$  complică realizarea stabilizatorului, se preferă reducerea curentului limită la  $V_{smin}$  și folosirea unor rezistențe constante. Se constată în plus că în cazul unei limitări cu întoarcere rezistența  $R_p$  crește și înrăutățește rezistența de ieșire a stabilizatorului, deci stabilizarea la variația sarcinii.

Protecția prin limitare cu întoarcere este necesară, în general, numai la surse expuse scurtcircuitării, când limitarea simplă nu realizează și protejarea la scurtcircuit. [9]. Calculul circuitului de protecție la supracurent prin limitare cu întoarcere este prezentat în [17], [9], [10].



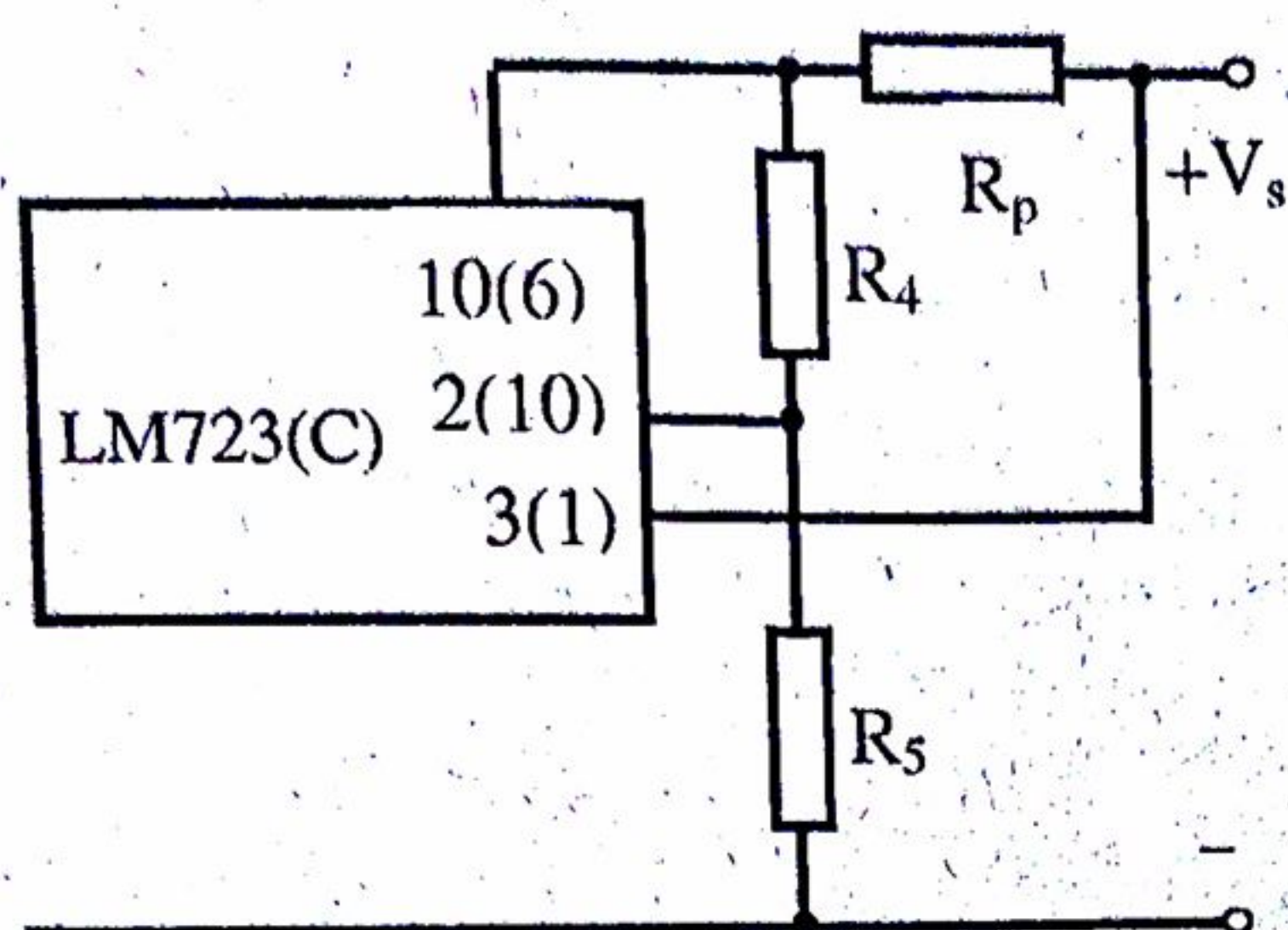


Fig.3.7 Realizarea limitării de curent cu întoarcere.

La alimentarea stabilizatorului de tensiune se va utiliza numai un redresor proiectat special în acest scop [9] și nu unul luat la întâmplare, pentru că se poate periclita circuitul integrat, în special prin depășirea puterii disipate maxime. La stabilirea puterii disipate maxime se va lua în considerare temperatura maximă a mediului ambiant.

### 3.2. Relații de calcul

Stabilizatoarele cu circuit integrat LM723 sunt de precizie, de aceea și calculele circuitelor stabilizatoare sunt relativ pretențioase și mai extinse.

Pentru dimensionarea circuitului stabilizator sunt necesare următoarele date inițiale :

-valorile limită ale tensiunii pe sarcină :  $V_{smin}$  ,  $V_{smax}$  (pentru sursă fixă în locul acestora se dă și se utilizează  $V_s$ ),

-valoarea maximă a curentului de sarcină :  $I_{smax}$  ,

-specificarea faptului dacă se pretinde o protecție prin limitare de curent cu întoarcere în cazul când circuitul integrat nu poate suporta puterea disipată de scurtcircuit cu limitare simplă și dacă se pretinde menținerea valorii curentului limitat cu modificarea tensiunii  $V_s$  (la surse de tensiune variabilă),

-variația procentuală a tensiunii rețelei ce alimentează redresorul :

$$\frac{100\Delta V_{ro+}}{V_{ro}} \text{ și } \frac{100\Delta V_{ro-}}{V_{ro}},$$

-temperatura maximă a mediului ambiant :  $t_{amax}$  ,

-tipul capsulei circuitului integrat.

Pentru dimensionarea stabilizatorului se parcurg următoarele etape :

a) Se stabilește tipul circuitului utilizat dintre :

-varianta cu  $V_s = 2...6,9V$  (fig. 3.3),

-varianta cu  $V_s = 7,35...33V$  (fig.3.4),

-varianta cu  $V_s = 2,1...33V$  (fig.3.5).

b) Se determină tensiunea minimă necesară la intrarea stabilizatorului furnizată de redresor) :



$$V_{rmin} \cong V_{smax} + V_{CEs} + v_{orm} + V_{po} + (0,8 \dots 1) \quad [V], \quad (3.1)$$

în care  $V_{CEs}$  este tensiunea la limita regiunii de saturație a tranzistorului compus,  $T_{14} - T_{15}$ , din circuitul integrat (care reprezintă o conexiune Darlington) :

$$V_{CEs} = V_{CEs14} + V_{BE15max} \cong 1,6V$$

Amplitudinea undulațiilor tensiunii de la intrarea stabilizatorului (tensiune redresată),  $v_{orm}$ , se poate admite pe baza relației (2.3) din capitolul 2 sau aprecia la  $0,1 \dots 0,2V$  pentru acest tip de stabilizator de curent redus ( $\leq 100mA$ ), ori pe baza indicațiilor de la calculul redresorului din Anexa A4. Această undulație se poate asigura la ieșirea redresorului fără ca valoarea condensatorului de filtraj să fie exagerată. Rezerva de tensiune de  $0,8 \dots 1V$  introdusă în relația (3.1) asigură depărtarea de saturație a tranzistorului  $T_{14}$  (la conexiunea Darlington numai primul tranzistor se poate satura) și acoperă erorile de calcul și de realizare de la stabilizator și redresor.

Tensiunea  $V_{po} = 0,6V$  reprezintă o valoare acoperitoare a căderii de tensiune pe rezistența de protecție  $R_p$  în cazul unei limitări simple de curent. Uneori, acest tip de protecție asigură funcționare fără pericol și în scurtcircuit (așa cum se va vedea mai târziu). Dacă se impune de la început o limitare de curent cu întoarcere sau dacă aceasta se anticipă ( $V_s$  sau  $V_{smax}$  ridicată,  $I_{smax} > 50mA$ ), atunci în locul tensiunii  $V_{po} = 0,6V$  se va lua o tensiune  $V_{pio} = 0,8 \dots 1,2V$  (rezistența  $R_p$  va fi mai mare).

Tensiunea  $V_{rmin}$  trebuie să îndeplinească o condiție :

$$V_{rmin} \geq 9,5 + v_{orm} \quad [V]$$

pentru ca circuitul integrat LM723 să funcționeze normal (să nu apară saturarea unui tranzistor din ERS la alternanțele negative ale undulației tensiunii redresate). În cazul când această condiție nu este îndeplinită, se va impune direct

$$V_{rmin} = 9,5V + v_{orm}.$$

c) Se determină valoarea nominală și limita superioară a tensiunii de intrare și a tensiunii în gol a redresorului cu relațiile (2.5) ... (2.8) din Capitolul 2, folosind indicațiile aferente acestora.

d) Se verifică îndeplinirea condiției ca la funcționarea în gol a stabilizatorului (și deci a redresorului) să nu se depășească tensiunea maximă admisă pe circuitul integrat :

$$V_{romax} \leq V_{imax} = 40V.$$

Dacă aceasta nu este îndeplinită, circuitul integrat nu poate fi utilizat la realizarea stabilizatorului impus în enunț. Dacă  $V_{romax} > V_{imax}$  iar diferența dintre ele nu este mare, s-ar putea obține o mică reducere a lui  $V_{romax}$  prin scăderea mărimii  $\lambda$  la  $0,1$  (Capitolul 2).

e) Se determină puterea disipată maximă pe capsula circuitului integrat în cazul limitării de curent. Drept curent de acționare a protecției se adoptă o valoare cu  $5 \dots 10\%$  mai mare decât  $I_{smax}$

$$I_{lim} = (1,05 \dots 1,1) I_{smax}.$$

Cu aceasta :



$$P_{dmax} \cong P_{dmax15} + 2,5 \cdot 10^{-3} V_{rmax} = I_{lim} (V_{rmax} - V_{smin} - V_{po}) + 2,5 \cdot 10^{-3} V_{rmax},$$

(cu  $V_{pio}$  în loc de  $V_{po}$  dacă este cazul). Aici s-au adunat: puterea disipată pe tranzistorul de reglare intern  $T_{15}$  (neglijându-se puterea disipată pe tranzistorul  $T_{14}$  care este de cca  $\beta_{15}$  ori mai mică) și puterea disipată pe restul circuitului integrat care consumă tipic un curent de 2,5mA [17].

f) Se determină puterea disipată maximă admisă de capsulă la temperatura maximă a mediului, ținând cont că în catalog se dă puterea disipată maximă admisă la temperatura  $t_a = 25^\circ\text{C}$ , notată în lista de caracteristici  $P_{dMAX25}$ :

$$P_{dMAX} = P_{dMAX25} \frac{t_{jMAX} - t_{aMAX}}{t_{jMAX} - 25} = P_{dMAX25} \frac{150 - t_{aMAX}}{100}, \quad (3.3)$$

(sau cu  $t_{jMAX} = 125^\circ$  pentru tipul LM723C), unde  $P_{dMAX25} = 650\text{mW}$  sau  $800\text{mW}$  după caz. Se verifică îndeplinirea condiției:  $P_{dmax} < P_{dMAX}$ .

Este bine să nu se accepte o situație în care cele două puteri sunt prea apropiate (pentru siguranță mărită în funcționare). În cazul când condiția nu este îndeplinită, circuitul integrat LM723 nu poate fi utilizat fără tranzistor extern la realizarea stabilizatorului.

g) Se calculează puterea disipată pe circuitul integrat cu limitarea de curent simplă în regim de scurtcircuit

$$P_{dscmax} \cong I_{lim} (V_{rmax} - V_{po}) + 2,5 \cdot 10^{-3} V_{rmax},$$

se verifică acum condiția  $P_{dscmax} \leq P_{dMAX}$ .

Dacă și aceasta este îndeplinită, atunci protecția cu limitare de curent simplă realizează și protecția la scurtcircuit ne mai fiind necesară o limitare cu întoarcere.

h) Când condiția de mai sus nu este îndeplinită, dacă în enunț se impune o protecție prin limitare de curent cu întoarcere, se determină curentul de scurtcircuit care se poate admite prin circuitul integrat fără a se depăși puterea disipată maximă admisă:

$$I_{sc} \leq \frac{V'_{ro\max} - 2,5 \cdot 10^{-3} R_{ir} - 0,45}{2 R_{ir}} - \frac{\sqrt{(V'_{ro\max} - 2,5 \cdot 10^{-3} R_{ir} - 0,45)^2 - 4 R_{ir} (P_{dMAX} - 2,5 \cdot 10^{-3} V'_{ro\max})}}{2 R_{ir}} \quad [\Omega, A], \quad (3.4)$$

În această relație apare o tensiune în gol „de calcul” [9]:

$$V'_{ro\max} = V_{rmax} (1 + \lambda), \quad (3.5)$$

și rezistența internă a redresorului de alimentare (relația 2.9):  $R_{ir} = \frac{\lambda V_c}{I_{lim}}$ . (3.6)



În locul tensiunii  $V_{po}$  s-a luat valoarea minimă a tensiunii  $V_p$ ,  $V_{pmin}=0,45V$ , deoarece în regim de scurtcircuit s-a admis funcționarea la  $P_{dMAX}$ , deci  $t_{jMAX}=150^\circ$ . Pe baza valorii curentului  $I_{sc}$  se poate încă din această fază estima căderea de tensiune pe rezistența  $R_p$  și se poate aprecia dacă există șansa ca limitarea de curent cu întoarcere să fie aplicabilă. Astfel, tensiunea  $V_{pi}$  va rezulta (orientativ) de valoare acceptabilă ( $\leq 1,2 \dots 1,5V$ ) numai dacă  $I_{sc}$  rezultă mai mare sau egal cu cca.  $0,35I_{lim}$  [19].

i) Pentru determinarea exactă a valorii tensiunii  $V_p$  la care acționează protecția se apreciază temperatura maximă a plachetei circuitului integrat cu relația :

$$t_{jmax} = t_{a max} + P_{d max} R_{thja},$$

în care  $R_{thja}$  este rezistența termică dintre joncțiuni și mediul ambiant și este cunoscută din datele de catalog ale circuitului integrat pentru tipul de capsulă utilizat. Desigur  $t_{jmax}$  rezultă mai mică decât  $t_{jMAX}=150^\circ C$ , deoarece nu s-a încărcat circuitul până la  $P_{dMAX}$ .

Se citește din grafic tensiunea de protecție la temperatura  $t_{jmax}$  a joncțiunilor (fig.3.6) sau se determină această tensiune cu relația care aproximează graficul

$$V_p = 0,7 - 1,7 \cdot 10^{-3} t_{jmax} \quad [V].$$

j) Se determină valoarea rezistenței de protecție la supracurent în cazul unei limitări simple

$$R_p = \frac{V_p}{I_{lim}}$$

k) În cazul unei limitări cu întoarcere,  $R_p$  se determină cu relația

$$R_p = \frac{V_s}{I_{sc} \frac{V_s + V_p}{V_{pmin}} - I_{lim}}, \quad (3.7)$$

unde în cazul unei surse de tensiune variabilă se va utiliza tensiunea  $V_{smax}$ . Aici  $V_{pmin}$  este tensiunea de protecție la temperatura  $t_{jMAX}$ .

Se verifică acum căderea de tensiune pe rezistența  $R_p$  în cazul unei limitări cu întoarcere (folosind relația lui  $R_p$  de mai sus) care trebuie să fie suficient de apropiată de valoarea adoptată inițial  $-V_{p0}$  (sau  $V_{pio}$ ), (se poate admite o diferență de maximum  $0,2V$ ).

În cazul când  $V_{pi}$  este mai mare decât  $V_{p0}$  (sau  $V_{pio}$ ) cu mai mult de  $0,2V$ , trebuie reluat calculul de la punctul b, impunând o tensiune  $V_{pio} > V_{pi}$  în loc de  $V_{p0}$  (sau  $V_{pio}$  inițială).

În cazul când tensiunea  $V_{pi}$ , calculată mai sus, rezultă mai mare decât  $1,2 \dots 1,5V$ , este indicat să se renunțe la realizarea stabilizatorului fără tranzistor extern, deoarece tensiunea de alimentare se mărește nejustificat.

l) Rezistențele  $R_4$  și  $R_5$  care realizează împreună cu  $R_p$  limitarea cu întoarcere se determină din sistemul de ecuații :



$$\begin{cases} R_4 + R_5 = \frac{V_s + V_{pl}}{I_{dp}} \\ R_4 = R_5 \left( \frac{I_{sc} R_p}{V_{pmin}} - 1 \right) \end{cases}, \quad (3.8)$$

unde  $I_{dp}$  reprezintă curentul prin divizorul de protecție și se poate adopta de cca 1% din  $I_{smax}$ . În prima relație din sistemul (3.8) se va lua tensiunea  $V_{smax}$  în cazul unei surse de tensiune variabilă.

Pentru ca  $I_{lim}$  și  $I_{sc}$  să rămână aproximativ constanți la modificarea tensiunii de la  $V_{smax}$  la  $V_{smin}$ , este necesar ca rezistențele  $R_4$ ,  $R_5$  să fie modificate simultan de la valorile rezultate mai sus până la valorile :

$$R_{5min} = \frac{V_{smin} + V_p}{I_{lim} R_p - V_p} R_4 \quad \text{și} \quad R_{4min} = R_{5min} \frac{R_4}{R_5}, \quad (3.9)$$

ceea ce este complicat.

În cazul când  $R_4$ ,  $R_5$  se lasă nemodificate, pentru tensiunea  $V_{smin}$  curentul  $I_{sc}$  nu se modifică iar limitarea are loc la curentul

$$I_{limmin} = \frac{V_{smin} R_4}{R_p R_5} + I_{sc} \frac{V_p}{V_{pmin}},$$

care deseori este acceptabil, nefiind depărtat prea mult de  $I_{lim}$ .

in) Calculul divizorului  $R_1$ -P- $R_2$  se face în mod diferit pentru cele trei variante de stabilizator din fig. 3.3 ; 3.4 ; 3.5 și pentru cazurile când tensiunea de ieșire este fixă sau ajustabilă.

1.a. Tensiune de ieșire  $V_s$  fixă, cuprinsă între 2...6,95V (fig.3.3)

În acest caz potențiometrul P are rolul de ajustare a tensiunii de ieșire la valoarea impusă compensând dispersia tensiunii de referință, imprecizia rezistențelor și căderea pe rezistența  $R_3$ .

Curentul prin divizor se adoptă în jur de 1mA, deoarece dispersia tensiunii  $V_{ref}$  este dată în catalog pentru curent redus de încărcare a ieșirii respective. Rezistențele din divizor rezultă prin rezolvarea sistemului :

$$\begin{cases} R_1 + P + R_2 = 7,15 \\ \frac{0,8P + R_2}{R_1 + 0,8P + R_2} = \frac{V_s}{6,95} \\ \frac{R_2}{R_1 + 0,8P + R_2} = \frac{V_s}{7,35} \end{cases} \quad [k\Omega] \quad (3.10)$$



unde s-a ținut cont și de toleranța normală a potențiometrului  $P(\pm 20\%)$ . Dacă se utilizează potențiometru cu toleranță  $\pm 10\%$ , în loc de factorul 0,8 se va utiliza 0,9 în sistemul 3.9. Dacă  $V_s = 6,95V$ , se va lua  $R_1 = 0$ , iar ecuația a doua din sistem nu se utilizează. Pentru regulator integrat de tipul LM723C, valorile extreme de tensiune de referință în aceste ecuații vor fi 6,8V și 7,5V.

Desigur, prin normalizarea valorii potențiometrului rezultă de cele mai multe ori o valoare relativ depărtată de cea calculată. Folosind valoarea normalizată pentru  $P$  se recalculează atunci rezistențele  $R_1$  și  $R_2$  din ultimile două ecuații ale sistemului și se normalizează, adoptându-se rezistențe cu toleranță de cel mult 2,5%

**1.b. Tensiune de ieșire  $V_s$  variabilă, cu extremele cuprinse între 2...6,95V (fig.3.3)**

Modificarea tensiunii de ieșire se face cu ajutorul potențiometrului  $P$ . Rezistențele din divizor rezultă prin rezolvarea sistemului de ecuații 3.8 după ce se înlocuiește  $V_s$  cu  $V_{smax}$  în ecuația a doua și cu  $V_{smin}$  în ecuația a treia. Dacă  $V_{smax} = 6,95V$ ,  $R_1 = 0$  și ecuația a doua nu se mai utilizează. Referitor la normalizare se procedează ca la punctul 1.a. Drept potențiometru  $P$  se utilizează în acest caz un potențiometru normal, care permite un număr mare de manipulări. Întrucât cele două extreme ale gamei de tensiune  $V_s$  nu rezultă exact de valorile dorite, pentru ajustarea lor trebuie ca rezistențele  $R_1$  și  $R_2$  să fie înlocuite cu rezistențe ajustabile de valori peste cele calculate.

**2.a. Tensiune de ieșire  $V_s$  fixă, cuprinsă între 7,35 - 33V (fig.3.4)**

Potențiometru  $P$  are același rol ca la punctul 1.a. Se adoptă un curent prin divizor  $I_d$ , care să nu încarce mult (suplimentar) elementul de reglare, deci un curent de (1...2%)  $I_{smax}$ . Rezistențele divizorului se determină din sistemul de ecuații :

$$\begin{cases} R_1 + P + R_2 = \frac{V_s}{I_d} & [mA], [k\Omega] \\ \frac{0,8P + R_2}{R_1 + 0,8P + R_2} = \frac{7,35}{V_s} \\ \frac{R_2}{R_1 + 0,8R_v + R_2} = \frac{6,95}{V_s} \end{cases} \quad (3.11)$$

Dacă tensiunea  $V_s = 7,35V$ , rezultă că  $R_1 = 0$  și ecuația a doua a sistemului nu se mai folosește. Normalizarea rezistențelor se face ca la punctul 1.a.

**2.b. Tensiune de ieșire  $V_s$  variabilă, cu extremele cuprinse între 7,35...33V (fig.3.4)**

Modificarea tensiunii  $V_s$  se realizează cu ajutorul potențiometrului  $P$ . Calculul rezistențelor se face pe baza ecuațiilor (3.10) înlocuindu-se  $V_s$  astfel :

- cu  $\frac{V_{smin} + V_{smax}}{2}$  în prima ecuație (deci  $V_s$  medie),
- cu  $V_{smin}$  în a doua ecuație,



-cu  $V_{smax}$  în a treia ecuație.

Dacă  $V_{smin} = 7,35V$ , se ia  $R_1 = 0$  și ecuația a doua nu se mai utilizează. Normalizarea rezistențelor se face ca la punctul 1.a. folosind pentru P un potențiomtru normal.

3. Tensiune  $V_s$  variabilă cu minimul cuprins între 2,1...7,35V și maximul cuprins între 6,95...33V (fig.3.5).

Se adoptă tensiunea maximă de la intrările amplificatorului de eroare (corespunzătoare tensiunii  $V_{refmax} = 7,35V$ ),  $V_{iamax} \leq V_{smin}$ . Egalitatea este aici preferată deoarece se îmbunătățește stabilizarea circuitului (prin creșterea factorului de divizare al divizorului de la ieșirea sursei) și se elimină eventual rezistența  $R_1$ . Tensiunea  $V_{iamin}$  (corespunzătoare tensiunii  $V_{refmin} = 6,95V$ ) nu trebuie să coboare sub 2V, așa cum se impune în datele de catalog ale circuitului integrat. Deoarece această tensiune minimă se realizează când tensiunea de referință este și ea minimă ( $V_{refmin} = 6,95V$ ), atunci când tensiunea de referință este maximă va rezulta o tensiune  $V_{ia} \cong 2,1V$ . Prin urmare, sursa nu poate asigura cert o tensiune  $V_s = 2V$  decât dacă se introduce o rezistență ajustabilă și în divizorul pentru tensiunea de referință sau se selectează circuitul integrat și se dimensionează ulterior divizorul  $R'_1 - R'_2$  (ceea ce nu se poate face în cazul unei producții de serie).

Se dimensionează mai întâi divizorul  $R'_1 - R'_2$  astfel încât să se obțină  $V_{iamax}$  adoptat, când tensiunea de referință este maximă (la un curent de 1mA), cu relațiile :

$$R'_2 = V_{iamax} \quad [k\Omega]$$

și

$$R'_1 = 7,35 - R'_2$$

Rezultă o tensiune  $V_{iamin}$  datorită dispersiei tensiunii de referință :

$$V_{iamin} = V_{iamax} \frac{6,95}{7,35} = 0,947V_{iamax}$$

Pentru divizorul de la ieșire se mai impune condiția de simetrizare a rezistențelor echivalente de la cele două intrări ale amplificatorului (diferențial), ceea ce conduce la reducerea offsetului și derivei acestuia, deci la menținerea în limite mai restrânse a tensiunii stabilizate. Astfel, rezistențele divizorului se calculează cu ajutorul sistemului de ecuații :

$$\begin{cases} (R_1 + \frac{P}{2}) \parallel (R_2 + \frac{P}{2}) = R'_1 \parallel R'_2 \\ \frac{0,8P + R_2}{R_1 + 0,8P + R_2} = \frac{V_{iamax}}{V_{smin}} \\ \frac{R_2}{R_1 + 0,8P + R_2} = \frac{V_{iamin}}{V_{smax}} \end{cases} \quad (3.12)$$



Dacă se adoptă  $V_{lmax} = V_{smin}$ , atunci  $R_1 = 0$  și ecuația a doua a sistemului se omite.

Normalizarea rezistențelor se rezolvă ca la punctul 1.a.

Evitarea rezistențelor semivariabile la sursele de tensiune  $V_s$  fixă este posibilă numai în urma ajustărilor experimentale, ceea ce nu se practică în cazul unei producții de serie.

Din cauza dispersiei tensiunii de referință, la sursele de tensiune  $V_s$  variabilă, cele două extreme ale acestei tensiuni se realizează în general înainte ca la potențiometrul  $P$  să se atingă pozițiile extreme. Situația poate fi corectată numai prin ajustarea rezistențelor fixe  $R_1$  și  $R_2$  din divizor. Dacă extremele tensiunii  $V_s$  sunt riguros impuse, se utilizează rezistențe semivariabile în locul celor fixe.

n) Se determină rezistența  $R_3$  pentru circuite de tipul dat în fig. 3.3 și 3.4, din condiția reducerii offsetului și derivatei amplificatorului de eroare :

$$R_3 = \left(R_1 + \frac{P}{2}\right) \parallel \left(R_2 + \frac{P}{2}\right).$$

o) Pentru ca circuitul din fig. 3.3 fără protecție prin întoarcere să asigure tensiune stabilizată și când funcționează în gol sau la curent de sarcină foarte redus, este necesar să se conecteze la ieșire o rezistență de balast  $R_b$  care să consume un curent  $I_b$  de cca 1% din curentul  $I_{smax}$  la tensiunea medie.

Se determină deci :

$$R_b = \frac{V_{smin} + V_{smax}}{2I_b}.$$

p) Se stabilește valoarea condensatoarelor de la ieșirea stabilizatorului. Condensatorului electrolitic  $C_e$  se stabilește cu relația :

$$C_e = (0,1 \dots 0,5) I_{smax} \quad [\mu F], [mA]$$

valorile mai mari în cazul când sarcina consumă curent sub formă de impulsuri.

Condensatorul ceramic  $C_c$  se adoptă de  $(nx10) \dots 100nF$ , mai mare pentru variații mai mari în impuls ale curentului de sarcină.

r) Performanțele stabilizatorului pentru cazul când temperatura mediului variază în gamă restrânsă se stabilesc pe baza datelor de catalog, astfel :

-stabilizarea cu rețeaua la variațiile acesteia de  $\pm 10\%$  :  $\Delta V_s < 0,01\% V_s$ ,

-stabilizarea cu sarcina :  $\Delta V_s < 0,2\% V_s$ .

unde se va considera  $V_{smax}$  pentru sursele de tensiune ajustabilă.

Pentru o variație a temperaturii mediului în gamă largă, aceste variații se dublează.

s) Redresorul de alimentare se dimensionează pentru un curent maxim egal cu  $1,05 I_{lim}$  conform Anexei 4.



### 3.3. Exemplu de calcul

Se va dimensiona un stabilizator care furnizează o tensiune fixă  $V_s = 15V$  la un curent de sarcină  $I_{smax} = 75mA$ . Variația procentuală a tensiunii rețelei ce alimentează redresorul este:  $-10\% +10\%$ , iar temperatura maximă a mediului  $t_{amax} = 35^\circ C$ . În cazul în care limitarea simplă nu protejează circuitul integrat la scurtcircuit, se va prevedea o protecție prin limitarea cu întoarcere. Sunt disponibile ambele tipuri de capsule.

Sursa fiind de tensiune fixă, trebuie utilizată varianta din fig.3.4.

Anticipând că va fi necesară o protecție prin limitarea de curent cu întoarcere (curentul de sarcină este relativ mare pentru o sursă fără tranzistor extern, iar tensiunea  $V_s$  este de valoare mare, astfel că la scurtcircuit tensiunea pe elementul de reglare va fi mare), se calculează tensiunea minimă redresată:

$$V_{rmin} = V_{smax} + V_{CEs} + V_{orm} + V_{pio} + 0,8 = 15 + 1,6 + 0,1 + 1,2 + 0,8 = 18,7V$$

Aici s-a admis amplitudinea pulsațiilor  $v_{orm} = 0,1V$ , care se poate obține ușor la un redresor de curent până la 100mA (pulsații vârf la vârf de 0,2V).

Adoptând o cădere relativă de tensiune pe rezistența internă a redresorului  $\lambda = 0,1$ , rezultă tensiunea nominală la ieșirea acestuia

$$V_r = \frac{V_{rmin}}{1 - \frac{\Delta V_{ro-}}{V_{ro}} (1 + \lambda)} = \frac{18,7}{1 - 0,1(1 + 0,1)} = 21V$$

apoi tensiunea maximă și tensiunea în gol

$$V_{rmax} = V_r \left[ 1 + \frac{\Delta V_{ro+}}{V_{ro}} (1 + \lambda) \right] = 21 [1 + 0,1(1 + 0,1)] = 23,3V$$

$$V_{ro} \approx V_r (1 + 1,5\lambda) = 21(1 + 1,5 \cdot 0,1) = 24,1V$$

$$V_{romax} = V_{ro} \left( 1 + \frac{\Delta V_{ro+}}{V_{ro}} \right) = 24,1(1 + 0,1) = 26,5V$$

cât suportă circuitul integrat LM723.

Curentul la care se face limitarea se admite

$$I_{lim} = 1,05 I_{smax} = 1,05 \cdot 75 = 78,8mA$$

Cu aceasta, puterea disipată maximă pe circuitul integrat în regim de limitare va fi (în mW):

$$P_{dmax} = I_{lim} (V_{rmax} - V_s - V_{pio}) + 2,5 V_{rmax} = 78,8(23,3 - 15 - 1,2) + 2,5 \cdot 23,3 = 617mW$$

Puterea disipată maximă admisă de circuitul integrat pentru ambele tipuri de capsulă T0-100 (deci, circuitul integrat LM723H) va fi:



$$P_{dMAX} = P_{dMAX\ 25} \frac{150 - t_{aMAX}}{125} = 800 \frac{150 - 35}{125} \approx 737 \text{ mW}.$$

Se constată îndeplinirea condiției  $P_{dmax} < P_{dMAX}$  și nu este necesar tranzistor de reglare extern.

În regim de scurtcircuit însă :

$$P_{dsc\ max} = I_{lim} (V_{rmax} - V_{pio}) + 2,5 V_{rmax} = 78,8(23,3 - 1,2) + 2,5 \cdot 23,3 \approx 1750 \text{ mW}$$

și deoarece aceasta depășește puterea  $P_{dMAX}$  este necesară o protecție prin limitare de curent cu întoarcere pentru ca sursa să poată suporta regimul de scurtcircuit.

Tensiunea în gol "de calcul" a redresorului este :

$$V'_{ro\ max} = V_{rmax} (1 + \lambda) = 23,3(1 + 0,1) \approx 25,6 \text{ V},$$

iar rezistența lui internă

$$R_{ir} = \frac{\lambda V_r}{I_{lim}} = \frac{0,1 \cdot 21}{0,0788} \approx 26,7 \Omega$$

Curentul de scurtcircuit maxim suportat de circuitul integrat se determină cu relația 3.4 și este

$$I_{sc} = \frac{25,6 - 2,5 \cdot 10^{-3} \cdot 26,7 - 0,45}{2 \cdot 26,7} \sqrt{(25,6 - 2,5 \cdot 10^{-3} \cdot 26,7 - 0,45)^2 - 4 \cdot 26,7(0,737 - 2,5 \cdot 10^{-3} \cdot 25,6)}$$

$$= 0,03 \text{ A}.$$

Acest curent fiind de ordinul  $0,38 I_{lim}$ , protecția prin limitarea de curent cu întoarcere are șanse de reușită.

Temperatura maximă a joncțiunilor circuitului integrat în regim de limitare va fi, pentru capsula metalică :

$$t_{jmax} = t_{a\ max} + P_{d\ max} R_{thja} = 35 + 0,617 \cdot 155 \approx 131 \text{ } ^\circ\text{C},$$

pentru care tensiunea de acționare a protecției

$$V_p = 0,7 - 1,7 \cdot 10^{-3} \cdot 131 = 0,478 \text{ V}.$$

În regim de scurtcircuit s-a permis atingerea puterii disipate maxime admise pe circuitul integrat, deci a temperaturii  $t_{jMAX}$  și

$$V_{pmin} = 0,7 - 1,7 \cdot 10^{-3} \cdot 150 = 0,445 \text{ V}.$$

Acum rezistența de protecție va fi

$$R_p = \frac{V_s}{I_{sc} \frac{V_s + V_p}{V_{pmin}} - I_{lim}} = \frac{15}{0,03 \frac{15 + 0,478}{0,445} - 0,0788} \approx 15,6 \Omega$$

Acesta se normalizează la  $15,6 \Omega \pm 0,5\%$ .



Căderea de tensiune pe rezistența  $R_p$  în regim de limitare rezultă

$$V_{pi} = I_{lim} R_p = 0,0788 \cdot 15,6 = 1,23 \text{ V.}$$

La începutul calculelor s-a adoptat o tensiune  $V_{pio} = 1,2 \text{ V}$ , deci calculele nu trebuie reluate, deoarece mica diferență rezultată va fi acoperită din rezerva de  $0,8 \text{ V}$  admisă la calculul tensiunii  $V_{rmin}$ .

Se calculează rezistențele  $R_4$  și  $R_5$  din sistemul de mai jos, adoptând curentul prin divizorul de protecție  $I_{dp} = 1 \text{ mA}$

$$\begin{cases} R_4 + R_5 = \frac{V_s + V_p}{I_{dp}} = \frac{15 + 0,486}{1} \approx 15,486 \text{ k}\Omega \\ R_4 = R_5 \left( \frac{I_{sc} R_p}{V_{pmin}} - 1 \right) = R_5 \left( \frac{30 \cdot 0,0156}{0,445} - 1 \right) = 0,053 R_5 \end{cases}$$

Rezultă  $R_4 = 778 \Omega$  și  $R_5 = 14,7 \text{ k}\Omega$ , care se normalizează la  $R_4 = 777 \Omega \pm 5\%$  și  $R_5 = 14,7 \text{ k}\Omega \pm 1\%$ .

Se adoptă curentul prin divizorul tensiunii  $V_s$ ,  $I_d = 1 \text{ mA}$  și se utilizează sistemul de ecuații dat la punctul m, cazul 2.a

$$\begin{cases} R_1 + P + R_2 = \frac{V_s}{I_d} = 15 \text{ k}\Omega \\ \frac{0,8P + R_2}{R_1 + 0,8P + R_2} = \frac{7,35}{V_s} = \frac{7,35}{15} = 0,495 \\ \frac{R_2}{R_1 + 0,8P + R_2} = \frac{6,95}{V_s} = \frac{6,95}{15} = 0,463 \end{cases}$$

Se obține valoarea  $P = 0,6 \text{ k}\Omega$ , care se poate normaliza la  $P_n = 0,5 \text{ k}\Omega$ . Cu aceasta rezultă din ultimele două ecuații:  $R_1 = 6,24 \text{ k}\Omega$  și  $R_2 = 5,72 \text{ k}\Omega$ , care se vor adopta  $R_1 = 6,19 \text{ k}\Omega \pm 1\%$  și  $R_2 = 5,76 \text{ k}\Omega \pm 1\%$ .

Rezistența  $R_3$  se adoptă de valoarea

$$R_3 = (R_1 + 0,5P) \parallel (R_2 + 0,5P) = (6,19 + 0,5 \cdot 0,5) \parallel (5,76 + 0,5 \cdot 0,5) = 3,1 \text{ k}\Omega,$$

care se normalizează la  $R_3 = 3 \text{ k}\Omega \pm 5\%$ .

Condensatorul electrolitic de la ieșire se adoptă de valoarea  $C_1 = 47 \mu\text{F}/25 \text{ V}$  iar condensatorul ceramic  $C_c = 47 \text{ nF}$ .

Redresorul se va dimensiona pentru un curent maxim de  $82 \text{ mA}$ . Rezistența lui internă la curentul maxim trebuie să fie de ordinul  $26,7 \Omega$ .

Schema finală a stabilizatorului dimensionat este dată în fig. 3.8. La variația tensiunii de intrare în domeniul dat, în cazul unui curent de sarcină maxim, tensiunea pe sarcină se modifică cu cca  $1,5 \text{ mV}$  la o modificare a curentului de sarcină de la  $0$  la  $75 \text{ mA}$ , tensiunea pe sarcină se modifică cu mai puțin de  $30 \text{ mV}$  ( $< 10 \text{ mV}$  la experimentările făcute).



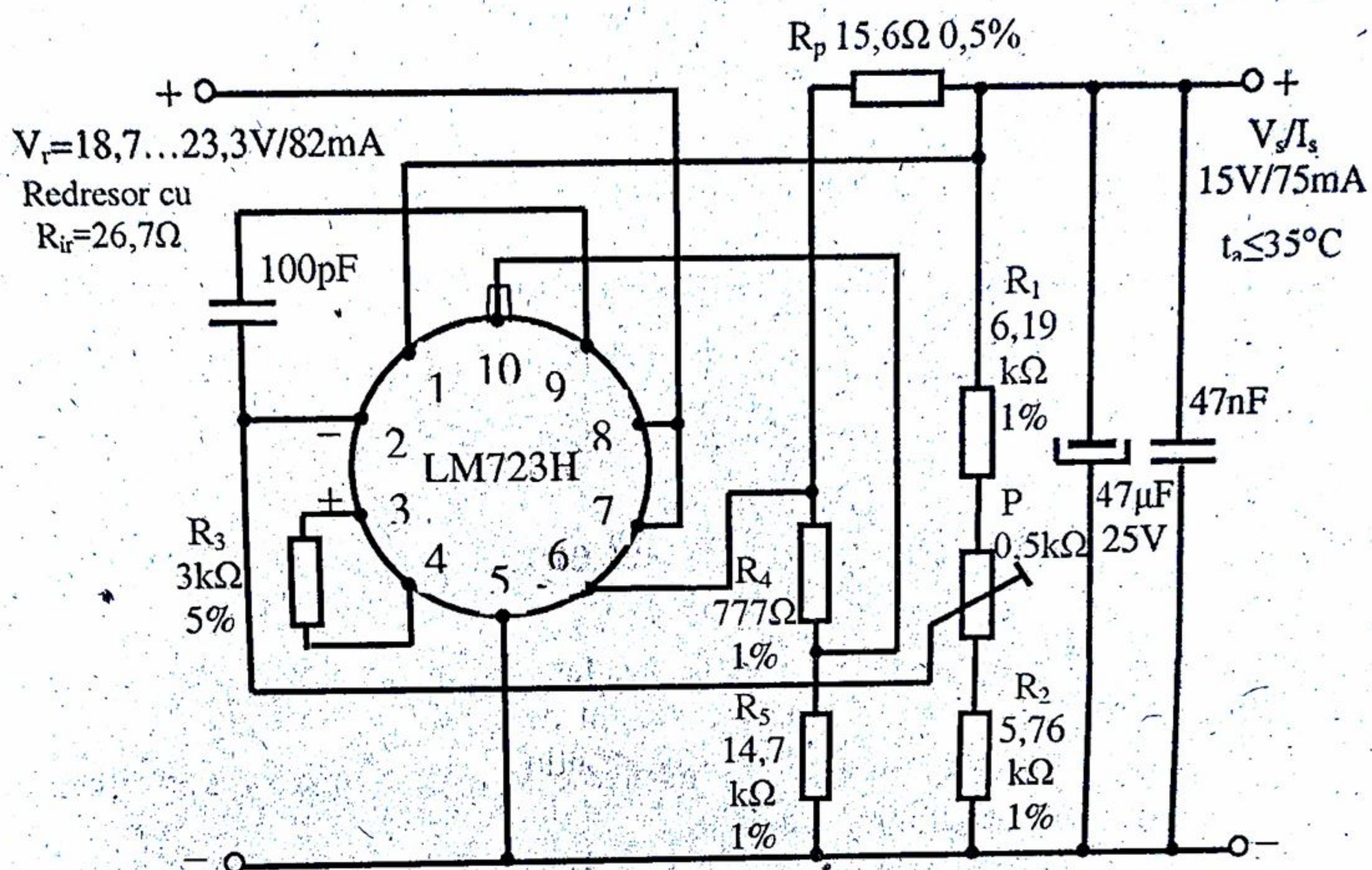


Fig.3.8. Stabilizator cu LM723 de 15V / 75mA.



## CAPITOLUL 4

# STABILIZATOARE DE TENSIUNE CU CIRCUIT INTEGRAT LM723 ȘI UN TRANZISTOR EXTERN, OBÎȘNUITE

## 4.1. Prezentarea schemelor

Din cele arătate în capitolul 3 s-a putut constata faptul că fără tranzistor extern circuitul integrat LM723 nu poate furniza un curent de sarcină mai mare de 60...80 mA din cauza puterii disipate la acest curent în condițiile când tensiunea rețelei are variații de  $\pm 10\% \dots \pm 20\%$  [9]. Pentru a realiza un curent de sarcină mai mare este necesar să se completeze elementul de reglare din integrat cu un tranzistor extern. În fig.4.1 și 4.2 se prezintă două posibilități de conectare a unui tranzistor la circuitul integrat LM723 [10, 17, 20]. Cele două scheme sunt practic asemănătoare ca performanțe, puteri disipate, tensiuni de alimentare, cădere minimă de tensiune pe tranzistorul extern. Orice tranzistor adăugat la circuitul integrat mărește cu  $V_{BE}$ -ul său căderea minimă de tensiune între intrarea și ieșirea stabilizatorului, deci puterea disipată pe el.

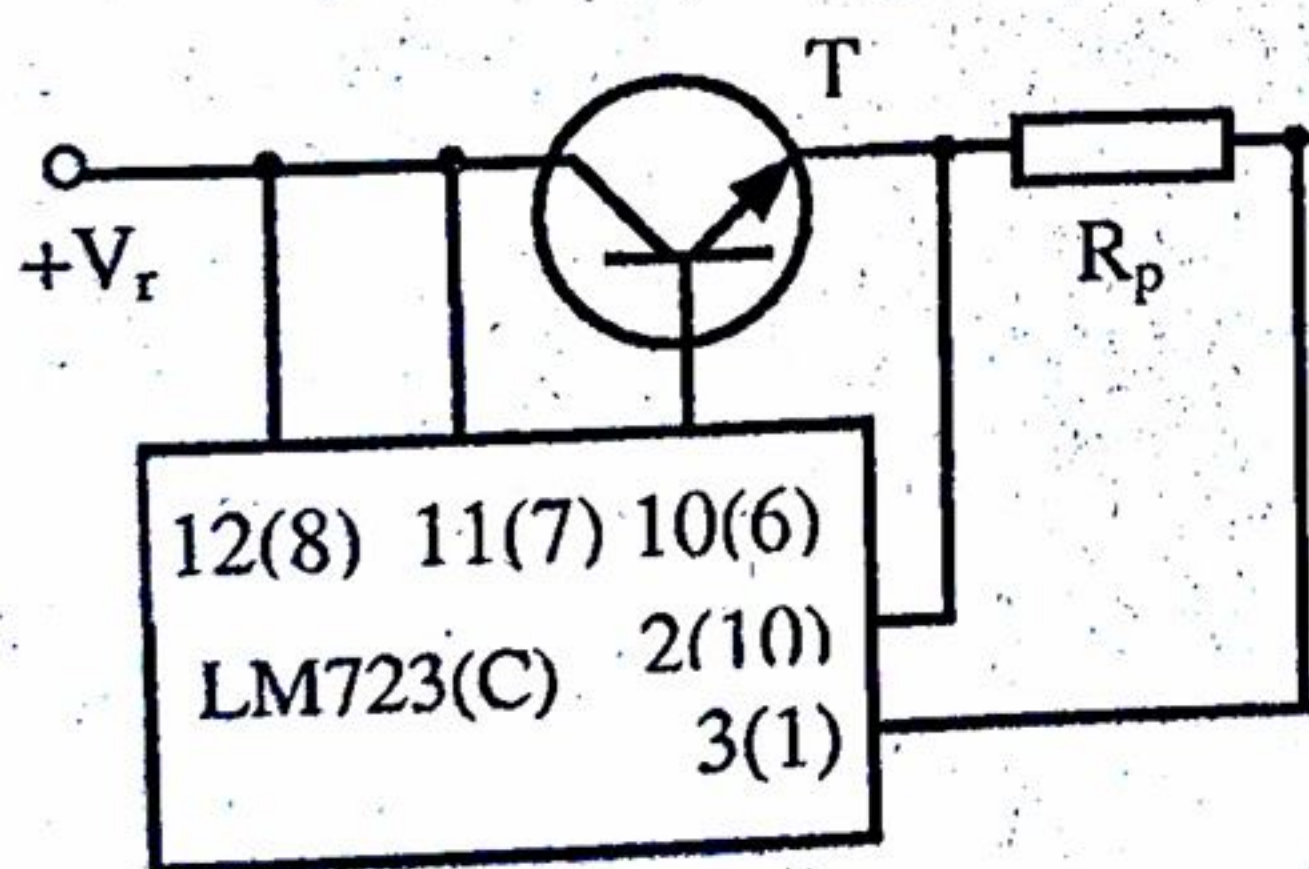


Fig.4.1. LM723 cu tranzistor extern npn.

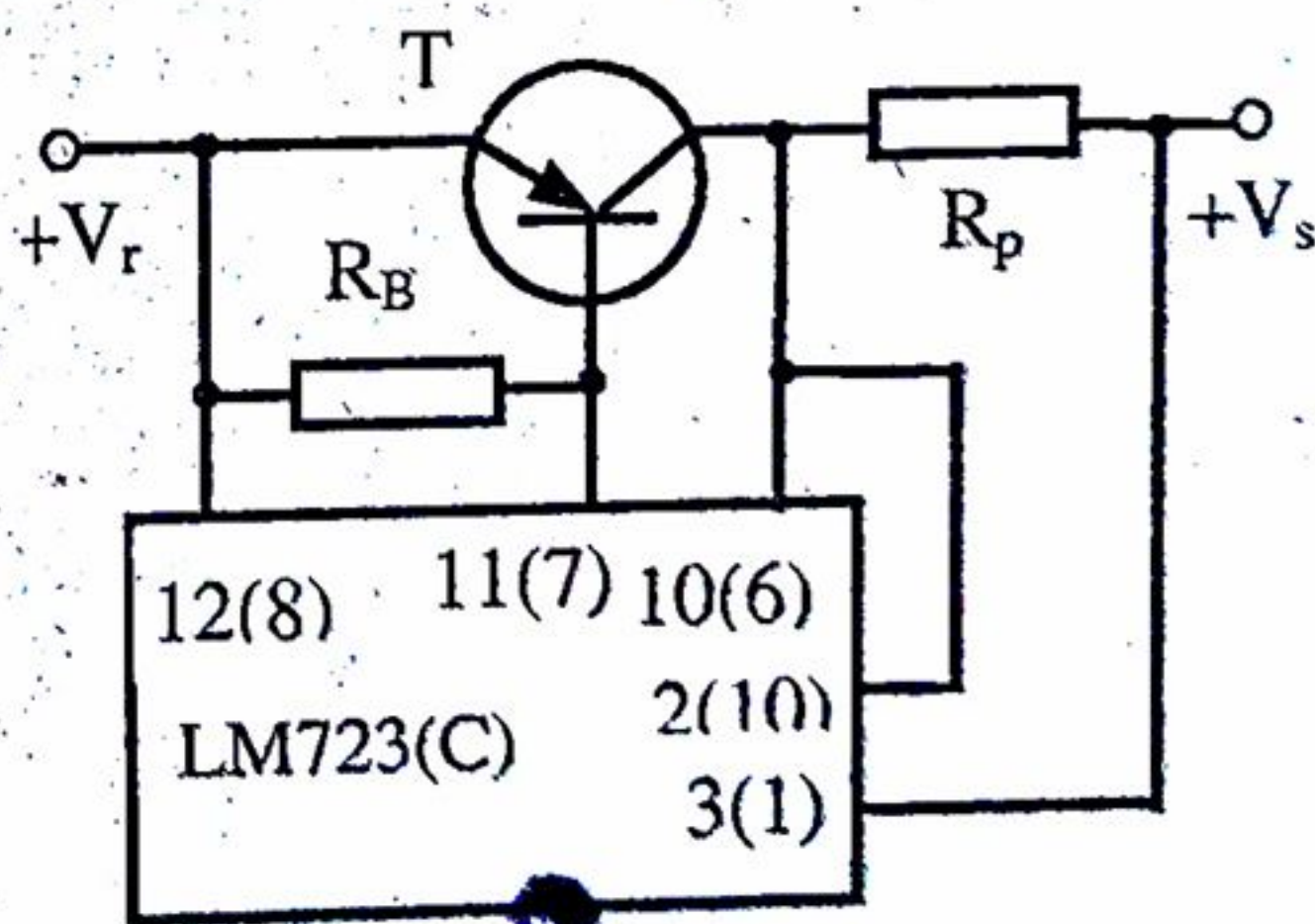


Fig.4.2. LM723 cu tranzistor extern pnp.

O soluție pentru reducerea tensiunii minime pe tranzistorul extern este prezentată în fig. 4.3 [10]. Ea constă în separarea colectorului lui T de emitorul tranzistorului  $T_{15}$  din integrat (de la ieșire), ceea ce permite ca primul tranzistor să poată fi dus până în apropiere de saturație ( $V_{CEmin} = V_{BE}$ ). Prin aceasta se reduce tensi-



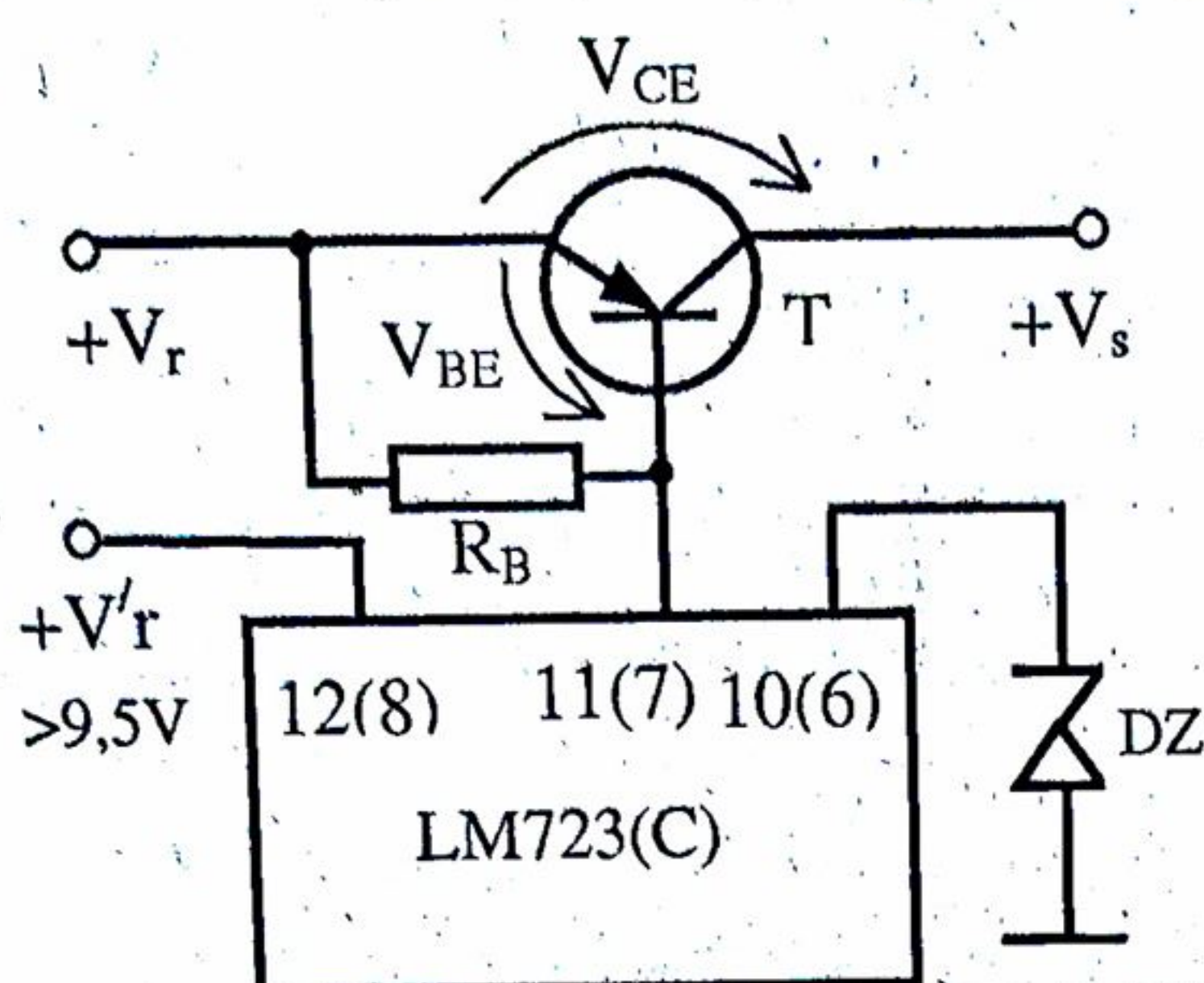


Fig. 4.3. Reducerea tensiunii pe ERS cu tranzistor extern.

necesare și capacități, ca în fig. 3.3, 3.4, 3.5, în funcție de tensiunea  $V_s$  ce trebuie realizată.

Folosind un tranzistor extern cu factor de amplificare a curentului suficient de mare, se poate realiza un curent de sarcină maxim, în cazul surselor de tensiune fixă, chiar până la 4A. Când dimensiunea radiatorului tranzistorului extern și mai ales puterea disipată pe capsula circuitului integrat devin importante, se recomandă totuși folosirea unui element de reglare cu două tranzistoare în serie prezentat într-un capitol următor.

Performanțele stabilizatorului după atașarea tranzistorului extern, și anume: stabilizarea cu rețeaua și stabilizarea cu sarcina, practic, nu se modifică față de cazul stabilizatoarelor fără tranzistor extern. Calculul unui astfel de stabilizator este obligatoriu [9]. Stabilizatorul se prevede cu limitare de curent simplă sau cu întoarcere. Ca și în cazul stabilizatorului fără tranzistor extern, nu reușește întotdeauna protejarea la scurtcircuit prin limitare de curent cu întoarcere.

## 4.2. Relații de calcul

Se va prezenta aici numai calculul stabilizatorului cu tranzistor extern npn, deoarece calculul celui cu tranzistor pnp este asemănător.

Pentru dimensionarea acestui tip de stabilizator sunt necesare aceleași date inițiale ca și la stabilizatorul fără tranzistor extern, din Capitolul 3.

Pentru înțelegerea calculelor, când se abordează direct cazul de stabilizator cu circuit integrat LM723 având tranzistor extern, se recomandă studiarea capitolelor 3 și o parte din 2. Unele din punctele de la calculul stabilizatorului cu AO de putere și a celui cu circuit integrat LM723 fără tranzistor extern, se utilizează și în acest capitol fără modificări, motiv pentru care ele nu se mai reiau aici și se fac trimiteri la ele.

unea de alimentare  $V_{rmin}$  necesară și puterea disipată pe tranzistor. Se va reduce, deasemenea, puterea disipată pe circuitul integrat LM723 prin preluarea unei tensiuni de către dioda Zener externă DZ. Dar, din păcate, această schemă nu va mai putea folosi tranzistorul de protecție  $T_{16}$  din integrat pentru limitarea curentului de sarcină.

Se va prezenta în continuare varianta obișnuită a unui astfel de stabilizator, utilizând un tranzistor extern npn (fig. 4.1) Urmează ca schema stabilizatorului să fie completată cu circuitele de divizare



Se parcurg astfel etapele :

a) Stabilirea variantei de circuit utilizate conform punctului a din capitolul anterior.

b) Se determină tensiunea minimă necesară la intrarea stabilizatorului cu relația (3.1) în care se va lua tensiunea la limita regiunii de saturație a tranzistorului compus în conexiune Darlington (format din tranzistorul compus integrat  $T_{14} - T_{15}$  și tranzistorul de reglare extern)

$$V_{CE1s} = V_{CE1s\ 14} + V_{BE\ 15\ max} + V_{BE\ max} = 1,5 + V_{BE\ max} \quad [V].$$

Aici  $V_{BE\ max}$  se va lua 0,8...1,1V pentru tranzistor de siliciu. Întrucât  $V_{BE\ max}$  depinde de curentul maxim de sarcină, se poate folosi la stabilirea ei o relație empirică de forma :  $V_{BE\ max} = 0,7 + 0,2 I_{s\ max}$  unde curentul  $I_{s\ max}$  se introduce în [A].

În rest sunt valabile considerațiile de la punctul b al paragrafului 3.2.

c) Se face calculul tensiunii de intrare în sarcină și în gol conform punctului b al paragrafului 2.2, relațiile (2.5)...(2.8).

d) Verificarea tensiunii maxime pe circuitul integrat conform punctului d din paragraful 3.2.

e) Se apreciază puterea disipată pe tranzistorul extern în regim de limitare de curent, cu relația :

$$P_{d\ max\ T} = I_{lim} (V_{r\ max} - V_{s\ min} - V_{po}),$$

în care  $I_{lim}$  este dat de relația (3.2).

f) Se determină tensiunea maximă între colector și emitor la tranzistorul extern ca valoarea cea mai mare dintre cele două care apar în regim de gol și scurtcircuit (când se prevede o limitare cu întoarcere) :

$$V_{CE\ max} = \max \begin{cases} V_{r\ max} - V_{s\ min} \\ V_{r\ max} (1 + \lambda) - 0,4 \lambda V_r - V_{po} \end{cases},$$

cu mărimea  $\lambda$  cunoscută din paragraful 2.2.

g) Se adoptă un tranzistor care îndeplinește condițiile

$$I_{C\ MAX} \geq 2I_{lim}, \quad V_{CE0} > V_{CE\ max}$$

și dacă se poate cu puterea disipată maximă fără radiator

$$P_{d\ MAX0} = P_{d\ max\ T} \quad \text{sau cu} \quad P_{d\ MAXr} \geq P_{d\ max\ T},$$

când este necesar radiator. Aici  $P_{d\ MAX0}$  și  $P_{d\ MAXr}$  reprezintă puterile disipate maxime admise de tranzistor fără și cu radiator la temperatura  $t_{amax}$  (vezi Anexa 1, Calculul radiatoarelor). Punctul cu coordonatele  $I_{lim}$  și  $(V_{r\ max} - V_{po})$  (tensiunea pe tranzistor în scurtcircuit) trebuie să fie în aria de funcțiune sigură a tranzistorului (fig. 4.4).

Întrucât în regim de scurtcircuit puterea disipată pe tranzistorul extern este sigur mai mare decât  $P_{d\ max\ T}$ , pentru a nu se mări radiatorul extern doar în scopul suportării acesteia (este corectă și o astfel de soluție - când radiatorul se dimensionează la puterea dată de relația 4.1), dacă se impune în enunț, se prevede o protecție prin limitare de curent cu întoarcere.



h) Pentru tranzistorul adoptat se extrage din catalog valoarea minimă a factorului de amplificare static  $\beta_{\min}$  la curentul  $I_C = I_{\lim}$ . Se verifică îndeplinirea condiției de a nu se depăși curentul maxim prin tranzistorul  $T_{15}$  al circuitului integrat, care este și curentul de bază al tranzistorului extern

$$I_{B\max} = \frac{I_{\lim}}{\beta_{\min}} \leq 150 \quad [\text{mA}] .$$

Dacă această condiție nu este îndeplinită și nu se poate sorta tranzistorul extern cu un factor  $\beta_{\min}$  mai mare, înseamnă că circuitul integrat nu poate fi utilizat decât eventual în varianta cu evitarea tranzistoarelor interne  $T_{14}$ ,  $T_{15}$  și folosirea a două tranzistoare externe de curent mai mare în locul acestora.

i) În cazul utilizării unui tranzistor fără radiator se determină puterea disipată pe tranzistorul extern în regim de scurtcircuit

$$P_{\text{dscT}} = I_{\lim} (V_{r\max} - V_{po}) , \quad (4.1)$$

și se verifică îndeplinirea condiției

$$P_{\text{dscT}} < P_{\text{dMAXo}} \quad (4.2)$$

când nu este necesară o limitare de curent cu întoarcere.

Când condiția (4.2) nu este îndeplinită, pentru a nu se utiliza un radiator doar în scopul suportării scurtcircuitului, dacă se impune în enunț se va prevedea o limitare de curent cu întoarcere.

j) Se determină puterea disipată maximă pe capsula circuitului integrat în regim de limitare

$$P_{\text{dmax CI}} = I_{B\max} (V_{r\max} - V_{s\min} - V_{po} - V_{BE\max}) + 2,5 \cdot 10^{-3} V_{r\max}$$

Se verifică acum îndeplinirea condiției

$$P_{\text{dmax CI}} < P_{\text{dMAXCI}} , \quad (4.3)$$

unde  $P_{\text{dMAXCI}}$  se stabilește cu relația 3.3 din paragraful 3.2.

Dacă nu se îndeplinește această condiție și nu se poate sorta tranzistorul extern cu un  $\beta_{\min}$  mai mare, înseamnă că circuitul integrat LM723 nu poate fi utilizat pentru comanda tranzistorului de reglare. O conexiune Darlington drept tranzistor de reglaj extern ar conduce împreună cu tranzistoarele  $T_{14}$ ,  $T_{15}$  din integrat la o conexiune Darlington cu 4 tranzistoare, care nu se recomandă din cauza curentului rezidual mare al ultimului tranzistor [24]. Folosirea acestei soluții ar necesita calcule speciale pentru introducerea unor "rezistoare de fugă" [10]. În această situație se poate realiza stabilizatorul cu circuit integrat LM723 în varianta cu element de reglare cu două tranzistoare în serie prezentată într-un capitol următor sau evitând folosirea tranzistoarelor  $T_{14}$  și  $T_{15}$  din circuitul integrat și utilizând tranzistoare externe de putere mai mare în locul acestora.

k) Dacă este îndeplinită condiția (4.3), chiar dacă la punctul i s-a impus deja o



protecție prin limitare de curent cu întoarcere, se determină puterea disipată maximă pe circuitul integrat în regim de scurtcircuit

$$P_{dscCI} = I_{B\max} (V_{r\max} - V_{po} - V_{BE\max}) + 2,5 \cdot 10^{-3} V_{r\max}$$

și se verifică îndeplinirea condiției

$$P_{dscCI} \leq P_{dMAXCI} \quad (4.4)$$

când circuitul integrat nu impune o protecție prin limitare de curent cu întoarcere. În caz contrar, dacă nu se poate sorta un tranzistor cu factorul  $\beta_{Mmin}$  mai mare, pentru protecție la scurtcircuit este necesar să se prevadă o limitare de curent cu întoarcere.

l) Dacă la unul din punctele i și k a rezultat că este necesară o limitare de curent cu întoarcere iar în enunț se impune o astfel de protecție, se stabilește la ce valoare trebuie redus curentul în regim de scurtcircuit.

În cazul prevederii unei limitări cu întoarcere din cauza neîndeplinirii unei condiții referitoare la tranzistorul extern, curentul de scurtcircuit ce se poate admite prin această,  $I_{scT}$  se determină cu relația (3.4), în care, în locul puterii  $P_{dMAX}$ , se introduce  $P_{dMAXo}$  sau  $P_{dmaxT}$  după caz. Tensiunea  $V'_{romax}$  și rezistența  $R_{ir}$  se determină cu relațiile (3.5) și (3.6).

Dacă introducerea limitării de curent cu întoarcere se datorește neîndeplinirii condiției (4.4), atunci curentul de scurtcircuit pe care îl poate suporta integratul va fi:

$$I_{scCI} \leq \frac{V'_{romax} - 2,5 \cdot 10^{-3} \beta_{sc} R_{ir} - 0,45 - V_{BEsc}}{2 R_{ir}}$$

$$\sqrt{(V'_{romax} - 2,5 \cdot 10^{-3} \beta_{sc} R_{ir} - 0,45 - V_{BEsc})^2 - 4 R_{ir} \beta_{sc} (P_{dMAXCI} - 2,5 \cdot 10^{-3} V'_{romax})}$$

Întrucât valoarea factorului  $\beta_{sc}$  și a tensiunii  $V_{BEsc}$  (ale tranzistorului extern) nu se pot stabili exact înainte de cunoașterea curentului  $I_{sc}$ , se face o aproximare succesivă a curentului  $I_{sc}$  considerând ca valori inițiale factorul  $\beta_{min}$  și tensiunea  $V_{BE\max}$  și revenind apoi după corectarea acestora cu ajutorul diagramelor  $\beta_{min} = f(I_C)$  și  $I_B = f(V_{BE})$  ale tranzistorului. În general, calculul trebuie reluat de cel mult două ori.

Dacă atât tranzistorul extern cât și circuitul integrat impun o protecție prin limitare de curent cu întoarcere, atunci drept curent de scurtcircuit se va lua minimul dintre cei doi curenți  $I_{scT}$  și  $I_{scCI}$

$$I_{sc} = \min [ I_{scT}, I_{scCI} ]$$

Protecția prin limitare de curent cu întoarcere are șansa să reușească (așa cum s-a arătat la punctul h din paragraful 3.2) dacă  $I_{sc} \geq 0,35 I_{lim}$ .

m) Se parcurg punctele i, j, k, l, m, n, o, p, r, s din paragraful 3.2 (stabilizatorul fără tranzistor extern), cu observația că în cazul impunerii protecției prin limitare cu întoarcere de către tranzistorul extern, la punctele k și l, în locul tensiunii  $V_{pmin}$  se va utiliza tensiunea  $V_{psc}$  care corespunde temperaturii plachetei circuitului integrat atinsă



când curentul de scurtcircuit este  $I_{scT}$ . Pentru determinarea acestei tensiuni se calculează întâi puterea disipată pe circuitul integrat cu relația

$$P_{scCI} = \frac{I_{scT}}{\beta_{scT}} (V_{ro\ max} - I_{scT} R_{ir} - V_p - V_{BEsc}) + 2,5 \cdot 10^{-3} (V_{ro\ max} - I_{scT} R_{ir})$$

cu  $\beta_{scT}$  și  $V_{BEsc}$  stabilite pentru tranzistorul extern la curentul  $I_{scT}$ . Se determină apoi temperatura plachetei circuitului integrat cu relația

$$t_{jsc} = t_{amax} + P_{dscCI} R_{thja},$$

și cu ceasta rezultă

$$V_{psc} = 0,7 - 1,7 \cdot 10^{-3} t_{jsc}.$$

n) Se dimensionează, dacă este cazul, radiatorul pentru tranzistorul extern care trebuie să suporte puterea  $P_{dmaxT}$  (sau, dacă este cazul, puterea  $P_{dscT}$ ) pe baza indicațiilor din Anexa 1.

### 4.3. Exemplu de calcul

Se va dimensiona un stabilizator cu circuit integrat LM723 cu tranzistor extern care trebuie să furnizeze o tensiune ajustabilă  $V_s = 5 \dots 15V$  la un curent de sarcină  $I_{smax} = 1A$ . Variația procentuală a tensiunii rețelei ce alimentează redresorul este de  $-10\% \dots +10\%$  iar temperatura maximă a mediului:  $t_{amax} = 35^\circ C$ .

În cazul în care limitarea de curent simplă nu protejează tranzistorul sau circuitul integrat la scurtcircuit, se va prevedea o protecție prin limitare cu întoarcere. Sunt disponibile ambele tipuri de capsule de circuit integrat.

Se va folosi circuitul din fig.3.5, la care se atașează un tranzistor extern ca în fig.4.1.

Tensiunea  $V_{BEmax}$  a tranzistorului extern de siliciu se adoptă de  $0,9V$ . Cu aceasta

$$V_{CEls} = 1,5 + V_{BEmax} = 1,5 + 0,9 = 2,4V.$$

Amplitudinea ondulației de la ieșirea redresorului (relația 2.3) este de ordinul:

$$V_{orm} \cong \frac{0,1 I_{smax} (V_{smax} + 5)}{1 + 0,05 V_{smax}} = \frac{0,1 \cdot 1 (15 + 5)}{1 + 0,05 \cdot 15} \cong 1,14 V.$$

Se admite  $v_{orm} = 1V$  (2V vârf-la-vârf) și rezultă:

$$V_{rmin} = V_{smax} + V_{CEls} + v_{orm} + V_{pio} + 0,8 = 15 + 2,4 + 1 + 0,8 + 0,8 = 20 V,$$

unde s-a anticipat necesitatea unei protecții cu întoarcere și s-a luat  $V_{pio} = 0,8V$ . Din aceasta rezultă tensiunile nominale și maxime pentru  $\lambda = 0,1$ :



$$V_r = \frac{V_{rmin}}{1 - \frac{\Delta V_{ro-}}{V_{ro}}(1+\lambda)} = \frac{20}{1 - 0,1(1+0,1)} = 22,5V$$

$$V_{rmax} = V_r \left[ 1 + \frac{\Delta V_{ro+}}{V_{ro}}(1+\lambda) \right] = 22,5[1 + 0,1(1+0,1)] = 25V$$

$$V_{ro} \cong V_r(1 + 1,5\lambda) = 22,5(1 + 1,5 \cdot 0,1) = 25,9V$$

$$V_{ro max} = V_{ro} \left( 1 + \frac{\Delta V_{ro+}}{V_{ro}} \right) = 25,9(1 + 0,1) = 28,5V,$$

și se constată că aceasta din urmă este sub 40V.

Curentul la care se face limitarea se admite

$$I_{lim} = 1,05 I_{smax} = 1,05 \cdot 1 = 1,05A$$

Puterea disipată maximă pe tranzistorul extern

$$P_{dmaxT} = I_{lim} (V_{rmax} - V_{smin} - V_{pio}) = 1,05(25 - 5 - 0,8) \cong 20,2W.$$

Se stabilește tensiunea maximă între colectorul și emitorul tranzistorului extern – valoarea cea mai mare dintre

$$V_{rmax} - V_{smin} = 28,5 - 5 = 23,5V$$

și

$$V_{rmax}(1+\lambda) - 0,4\lambda V_r - V_{pio} = 25(1+0,1) - 0,4 \cdot 0,1 \cdot 22,5 - 0,8 \cong 25,8V = V_{CEmax}$$

Se adoptă tranzistorul de siliciu tip npn – 2N3055/6 având:

$$I_{CMAX} = 15A > 2I_{lim}, \quad V_{CEo} = 60V > V_{CEmax}$$

și puterea disipată maximă fără radiator:

$$P_{dMAXo} = \frac{t_{jMAX} - t_{amax}}{R_{thjc} + R_{thca}} = \frac{200 - 35}{1,5 + 30} = 5,24W < P_{dmaxT}$$

și puterea disipată maximă cu radiator încă neexagerat:

$$P_{dMAXr} = P_{dMAXr25} \frac{t_{jMAX} - t_{amax}}{t_{jMAX} - 25} = 0,35 P_{tot} \frac{t_{jMAX} - t_{amax}}{t_{jMAX} - 25} = 0,35 \cdot 117 \frac{200 - 35}{200 - 25} = 38,5W,$$

care este mai mare decât  $P_{dmaxT}$ . De altfel, se poate constata că tranzistorul, în stabilizatorul dat, lucrează în interiorul ariei de operare sigură (1,05A, 25V, fig.4.4).



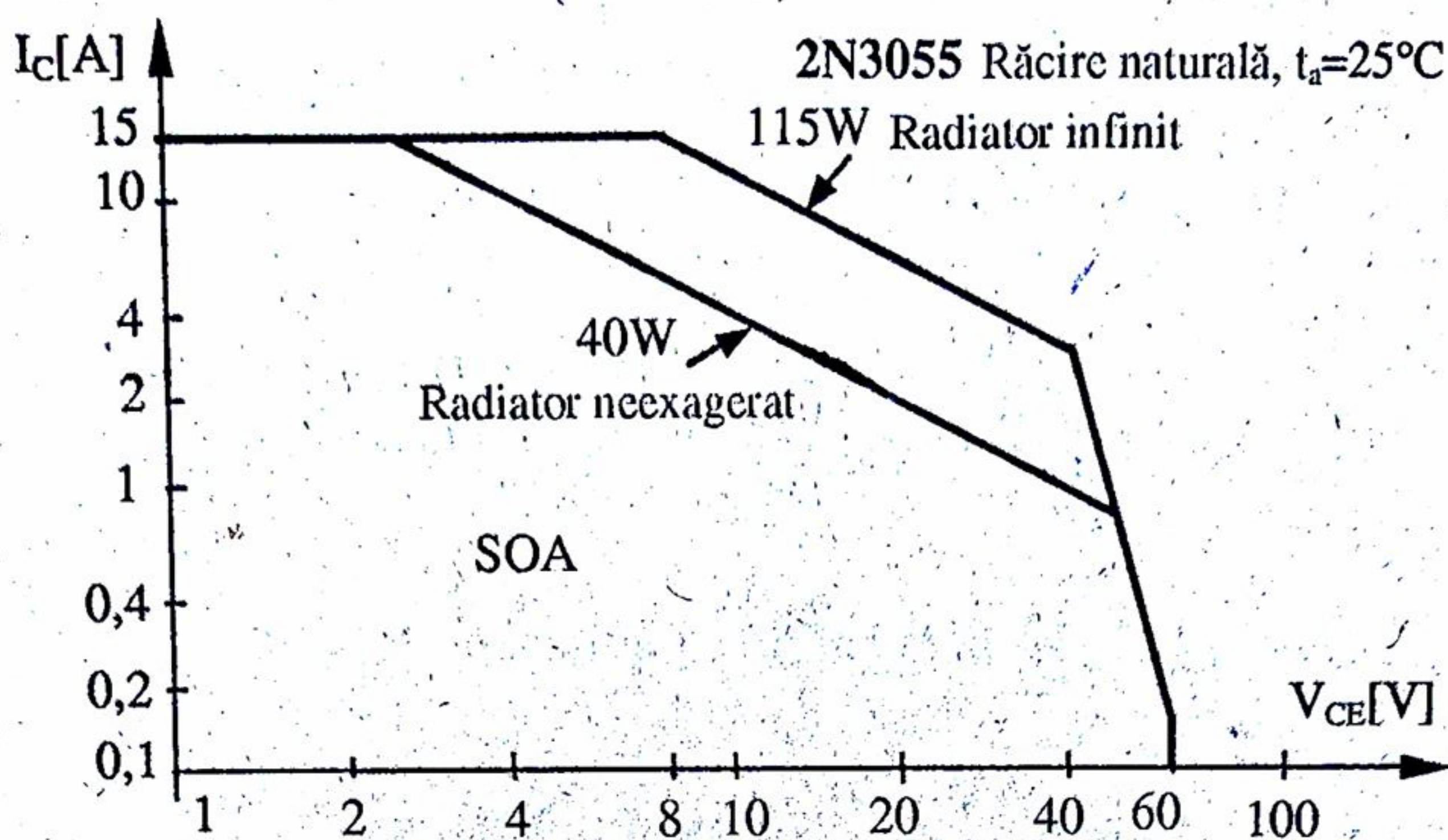


Fig.4.4. Aria de funcționare sigură a tranzistorului 2N3055.

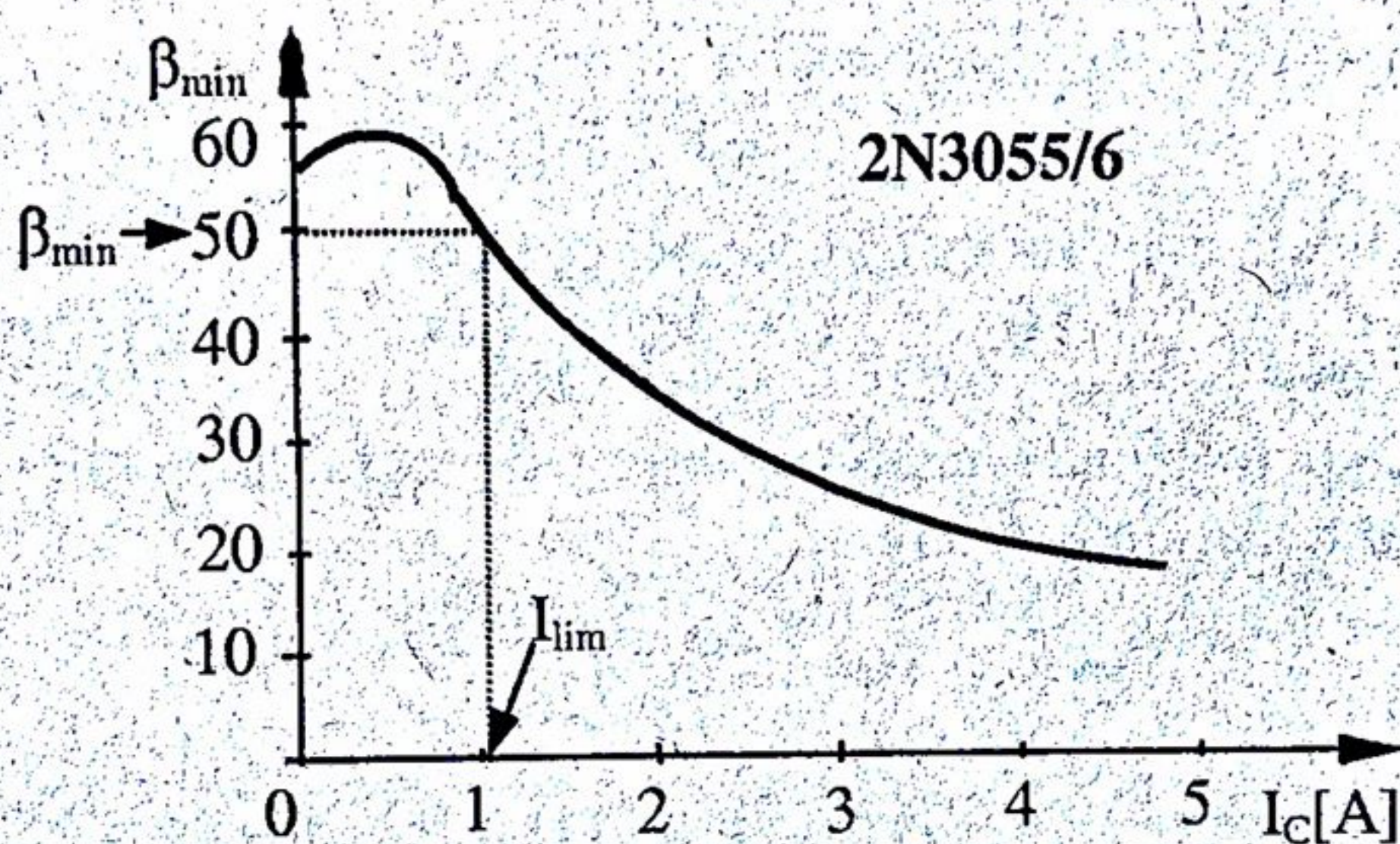


Fig.4.5. Amplificarea de curent a tranzistorului 2N3055.

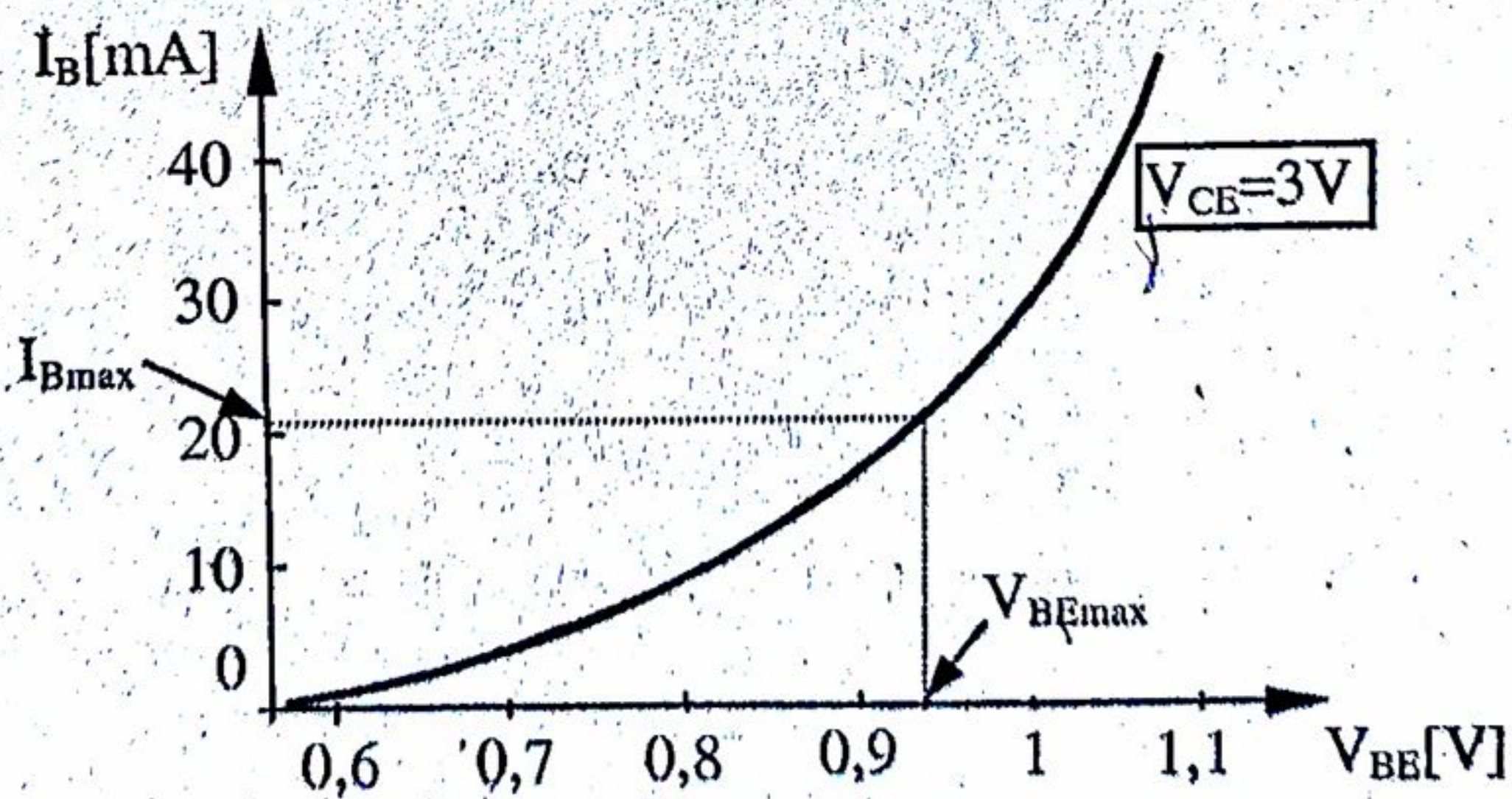


Fig.4.6. Caracteristica de intrare a tranzistorului 2N3055.



Trebuie, deci, să se utilizeze radiator pentru tranzistorul adoptat și este necesară o protecție prin limitare cu întoarcere.

Din diagrama dată în fig.4.5 se citește factorul de amplificare  $\beta_{\min} = 50$  la curenții  $I_{\lim}$ . Rezultă :

$$I_{B\max} = \frac{I_{\lim}}{\beta_{\min}} = \frac{1050}{50} = 21 \text{ mA} < 150 \text{ mA} ,$$

deci circuitul integrat se poate utiliza. Din fig.4.6 se poate citi tensiunea  $V_{BE\max} = 0,93 \text{ V}$  la curenții  $I_{B\max}$ .

Puterea disipată maximă pe circuitul integrat este

$$P_{d\max CI} = I_{B\max} (V_{r\max} - V_{s\min} - V_{pio} - V_{BE\max}) + 2,5 \cdot 10^{-3} V_{r\max} =$$

$$= 21(25 - 5 - 0,8 - 0,93) + 2,5 \cdot 25 \approx 445 \text{ mW} ,$$

care este mai mică decât puterea disipată maximă a circuitului integrat în capsulă de plastic T0-116 la  $t_{a\max} = 35^\circ \text{C}$ , egală cu:

$$P_{d\max CI} = P_{d\max CI 25} \frac{t_{j\max} - t_{a\max}}{t_{j\max} - 25} = 625 \frac{150 - 35}{150 - 25} = 575 \text{ mW} .$$

În regim de scurtcircuit, pe circuitul integrat apare puterea

$$P_{dsc CI} = I_{B\max} (V_{r\max} - V_{pio} - V_{BE\max}) + 2,5 \cdot 10^{-3} V_{r\max} =$$

$$= 21(25 - 0,8 - 0,93) + 2,5 \cdot 25 \approx 551 \text{ mW} < 575 \text{ mW} ,$$

ceea ce înseamnă că circuitul integrat nu impune o limitare de curent cu întoarcere.

Tensiunea în gol de calcul și rezistența internă a redresorului sunt

$$V_{ro\max} = V_{r\max} (1 + \lambda) = 25(1 + 0,1) = 27,5 \text{ V}$$

$$R_{ir} = \frac{\lambda V_r}{I_{\lim}} = \frac{0,1 \cdot 27,5}{1,05} = 2,14 \Omega$$

Cu aceasta, folosind relația (3.4) în care se ia  $P_{d\max T}$  în locul lui  $P_{d\max}$ , se obține curenții de scurtcircuit suportat de tranzistorul extern  $I_{scT} = 0,65 \text{ A}$ , care fiind de ordinul  $0,62 I_{\lim}$ , arată că protecția cu întoarcere este posibilă.

Temperatura maximă a plachetei circuitului integrat este

$$t_{j\max} = t_{a\max} + P_{d\max CI} R_{thja} = 35 + 0,486 \cdot 200 = 132^\circ \text{C} .$$

Cu aceasta, tensiunea de acționare a protecției este

$$V_p = 0,7 - 1,7 \cdot 10^{-3} t_{j\max} = 0,7 - 1,7 \cdot 10^{-3} \cdot 132 = 0,476 \text{ V} .$$

Întrucât protecția prin limitare cu întoarcere este impusă de tranzistorul extern, rezistența  $R_p$  va fi dată de relația (3.7), în care trebuie folosită tensiunea  $V_{psc}$ . În



scopul determinării acesteia se calculează puterea disipată pe circuitul integrat în regim de scurtcircuit

$$P_{dscCI} = \frac{I_{scT}}{\beta_{scT}} (V'_{romax} - I_{scT} R_{ir} - V_p - V_{BEsc}) + 2,5 \cdot 10^{-3} (V'_{romax} - I_{scT} R_{ir}) =$$

$$= \frac{0,65}{58} (27,5 - 0,65 \cdot 2,14 - 0,476 - 0,83) + 2,5 \cdot 10^{-3} (27,5 - 0,65 \cdot 2,14) = 0,343 \text{ W}$$

unde s-au folosit  $\beta_{scT} = 58$  și  $V_{BEsc} = 0,83 \text{ V}$ , citite din fig.4.5 respectiv 4.6 la curentul  $I_{scT} = 0,65 \text{ A}$ .

Cu aceasta:

$$t_{jsc} = t_{amax} + P_{dscCI} R_{thja} = 35 + 0,343 \cdot 200 = 103,6^\circ \text{C}$$

căreia îi corespunde o tensiune de acționare a protecției

$$V_{psc} = 0,7 - 1,7 \cdot 10^{-3} t_{jsc} = 0,7 - 1,7 \cdot 10^{-3} \cdot 103,6 = 0,524 \text{ V}$$

Acum rezistența  $R_p$  este

$$R_p = \frac{V_{smax}}{I_{scT} \frac{V_{smax} + V_p}{V_{psc}} - I_{lim}} = \frac{15}{0,65 \frac{15 + 0,476}{0,524} - 1,05} = 0,827 \Omega$$

care se normalizează la  $0,825 \Omega \pm 1\%$  /1W sau se realizează din conductor de rezistență care să poată suporta curentul de  $1,05 \text{ A}$ .

Căderea de tensiune pe  $R_p$  în regim de limitare este

$$V_{pi} = R_p I_{p\lim} = 0,825 \cdot 1,05 \approx 0,867 \text{ V}$$

Întrucât aceasta diferă numai cu puțin de  $V_{pio} = 0,8 \text{ V}$ , adoptată inițial la calculul tensiunii  $V_{rmin}$ , nu se reface calculul; diferența se poate acoperi din rezerva de  $0,8 \text{ V}$  admisă acolo.

Considerând prin divizorul de protecție un curent

$$I_{dp} = 0,01 I_{smax} = 0,01 \cdot 1,05 \text{ A} \approx 10 \text{ mA}$$

rezultă rezistențele  $R_4$  și  $R_5$  din sistemul de ecuații

$$\begin{cases} R_4 + R_5 = \frac{V_{smax} + V_{pi}}{I_{dp}} = \frac{15 + 0,867}{10} \\ R_4 = R_5 \left( \frac{I_{scT} R_p}{V_{psc}} - 1 \right) = R_5 \left( \frac{0,65 \cdot 0,825}{0,524} - 1 \right) \end{cases}$$

Rezolvând sistemul se obține  $R_5 = 1,58 \text{ k}\Omega$  și  $R_4 = 37 \Omega$  și se adoptă valorile normalizate: de  $1,58 \text{ k}\Omega \pm 1\%$  și  $37,5 \Omega \pm 1\%$ .



La tensiunea minimă pe sarcină, dacă  $R_4$  și  $R_5$  rămân nemodificate, curentul de sarcină va fi limitat la valoarea

$$I_{lim\ min} = \frac{V_{smin} R_4}{R_p R_5} + \frac{V_p}{V_{psc}} I_{soT} = \frac{5,37,5}{0,825 \cdot 1580} + \frac{0,476}{0,524} 0,65 = 0,734\ A,$$

iar curentul de scurtcircuit nu se modifică. Valoarea obținută mai sus pentru  $I_{limmin}$  este apropiată de  $I_{lim} = 1,05A$  și în unele cazuri poate fi acceptată.

În cazul când la  $V_{smin}$  trebuie realizat același curent de sarcină maxim  $I_{smax}$  este necesar să se utilizeze rezistențe  $R_4$  și  $R_5$  care să varieze simultan și în concordanță cu tensiunea  $V_s$ . Valorile minime ale rezistentelor se pot determina cu relațiile (3.9).

Se dimensionează divizorul pentru tensiunea de referință și divizorul tensiunii de ieșire conform punctului m din paragraful 3.2 varianta 3. Se adoptă o tensiune de intrare maximă la amplificatorul diferențial al circuitului integrat  $V_{rmax} = V_{smin} = 5V$ .

Rezistențele divizorului pentru tensiunea de referință vor fi

$$R_2 = V_{ia\ max} = 5\ k\Omega \quad R_1 = 7,35 - R_2 = 7,35 - 5 = 2,35\ k\Omega,$$

care se normalizează la  $4,99k\Omega \pm 1\%$  respectiv  $2,37k\Omega \pm 1\%$ .

Tensiunea de intrare minimă posibilă datorită dispersiei tensiunii de referință va fi:

$$V_{ia\ min} = 0,947\ V_{ia\ max} = 0,947 \cdot 5 = 4,73\ V.$$

Rezistențele divizorului pentru tensiunea de ieșire se calculează cu prima și ultima ecuație a sistemului 3.12 ( $R_1=0$ ).

$$\begin{cases} \frac{\frac{P}{2}(R_2 + \frac{P}{2})}{R_2 + P} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{2,37 \cdot 4,99}{2,37 + 4,99} = 1,606\ k\Omega \\ \frac{R_2}{0,8P + R_2} = \frac{V_{ia\ min}}{V_{smax}} = \frac{4,73}{15} = 0,315 \end{cases}$$

Rezultă  $P = 5,06k\Omega$  și  $R_2 = 1,86k\Omega$ , care se normalizează la  $5k\Omega$  și  $1,82k\Omega \pm 1\%$  ținând cont că prima condiție nu este rigidă.

Rezistențele fixe din divizoare se pot ajusta în cazul unui produs unicat pentru ca extremele  $V_{smin}$  și  $V_{smax}$  să se obțină la capetele cursei potențiometrului P. Pentru realizarea aceluiași reglaj în cazul unei producții de serie este necesar ca și rezistențele  $R_1$  ( $\neq 0$ ) și  $R_2$  din divizor să fie semireglabile.

Redresorul se va dimensiona pentru curentul maxim de  $I_{rmax} = 1,07A$ , având  $V_r = 22,5V$ ,  $\lambda = 0,1$  ( $R_{ir} = 2,14\Omega$ ),  $V_{orm} = 1V$  ( $2V_{vv}$ ).

Schema finală a stabilizatorului este dată în fig.4.7.

Tranzistorul extern necesită un radiator cu rezistența termică mai mică decât

$$R_{thra} < \frac{t_{jMAX} - t_{aMAX}}{P_{dmax}} R_{thjc} - R_{ther} = \frac{200 - 35}{20,2} - 1,5 - 0,5 = 6,2^\circ C/W$$







## CAPITOLUL 5

# STABILIZATOARE DE TENSIUNE CU CIRCUIT INTEGRAT LM723 ȘI UN TRANZISTOR EXTERN, CU ERS CU DOUĂ TRANZISTOARE ÎN SERIE

## 5.1. Prezentarea schemelor

Cu ajutorul regulatorului de precizie LM723, la care se alcătuieste un element de reglare cu două tranzistoare în serie, se poate obține un stabilizator de curent redus cu performanțe excepționale.

O primă aplicație a circuitului integrat LM723 în configurația cu element de reglare cu două tranzistoare în serie (fig.1.6) se bazează pe utilizarea unui singur tranzistor extern în poziția  $T_1$ , a tranzistorului integrat  $T_{15}$  în poziția  $T_2$  și a tranzistorului integrat  $T_{14}$  în poziția  $T_3$  (fig.5.1) [5]. Cu această configurație, stabilizatorul de tensiune poate furniza curentul maxim de 150mA, la o tensiune fixă sau ajustabilă în gama de 5V, utilizându-se un tranzistor extern cu puterea disipată maximă de numai 0,3...0,4W și asigurându-se pe capsula circuitului integrat o putere disipată uneori mult sub cea admisă. Se menționează că pentru a realiza aceeași sursă cu un element de reglare obișnuit, este necesar să se atașeze la circuitul integrat un tranzistor extern de 0,75...1,5W [8].

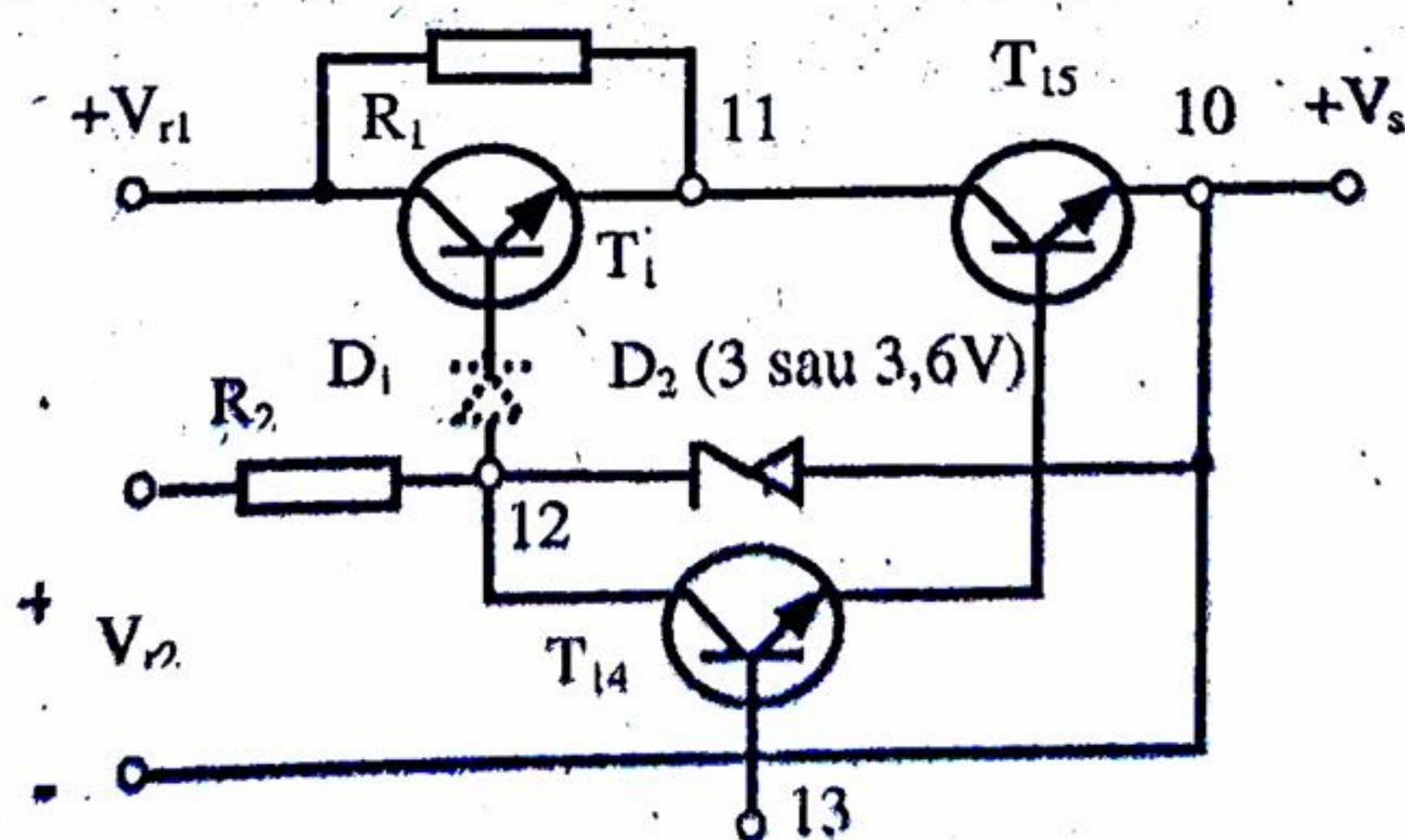


Fig.5.1. ERS cu 2 tranzistoare în serie folosind ERS din LM723.



În fig.5.2 se prezintă un stabilizator concret bazat pe principiul de mai sus. Pentru alimentarea lui sunt necesare două surse de tensiune independente. Stabilizatorul furnizează o tensiune fixă de 5V până la un curent maxim (limitat aici simplu) de 150mA. Pentru alimentarea circuitului integrat la terminalul 12 (pentru capsulă TO 116), cu o tensiune minimă de 9,5V s-a intercalat o diodă suplimentară cu cădere  $> 1,5V$  (aici un LED cu tensiunea de cca 1,6V, care servește și ca semnalizator de sursă conectată). Dioda stabilizatoare DZ trebuie să prezinte pe ea o cădere de tensiune de cca 3V la curentul de 5mA. Performanțele stabilizatorului sunt deosebit de bune. Tensiunea pe sarcină, la variația curentului prin aceasta între 0 și 150mA, se modifică numai cu 1mV, iar la variația tensiunii de intrare în gama dată nu se modifică. Puterea disipată maximă pe tranzistor este 200mW, iar pe circuitul integrat de cca 280mW.

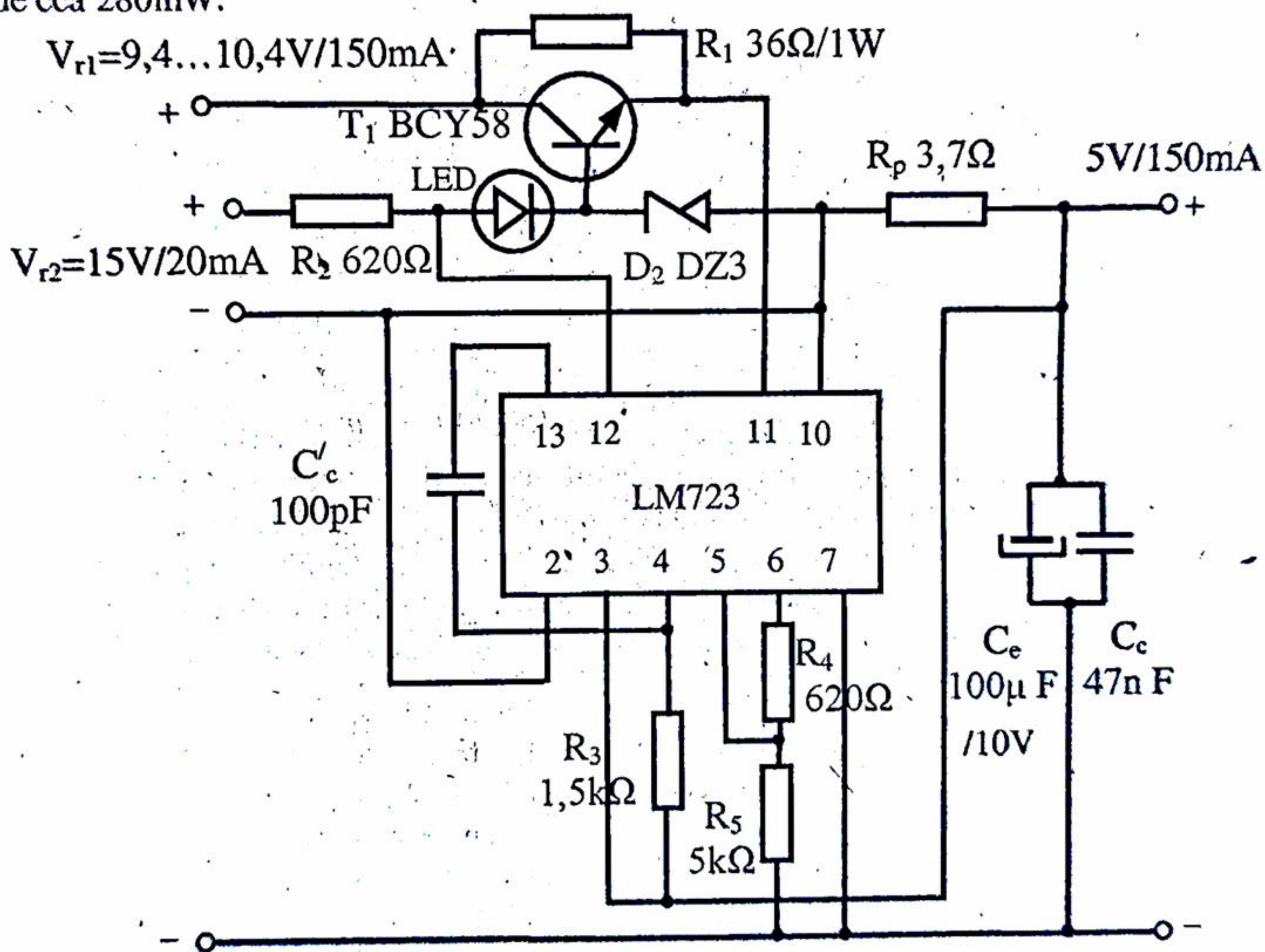


Fig.5.2. Stabilizator de 5V / 150mA de mare performanță.

În fig.5.3 se prezintă încă un stabilizator de acest tip, asigurând o tensiune fixă de 15V/150mA, la care puterile disipate maxime pe tranzistorul extern și pe circuitul integrat sunt de 240mW, respectiv 400mW. Corecția în frecvență a amplificatorului de eroare se face cu un condensator ceramic de 220pF.



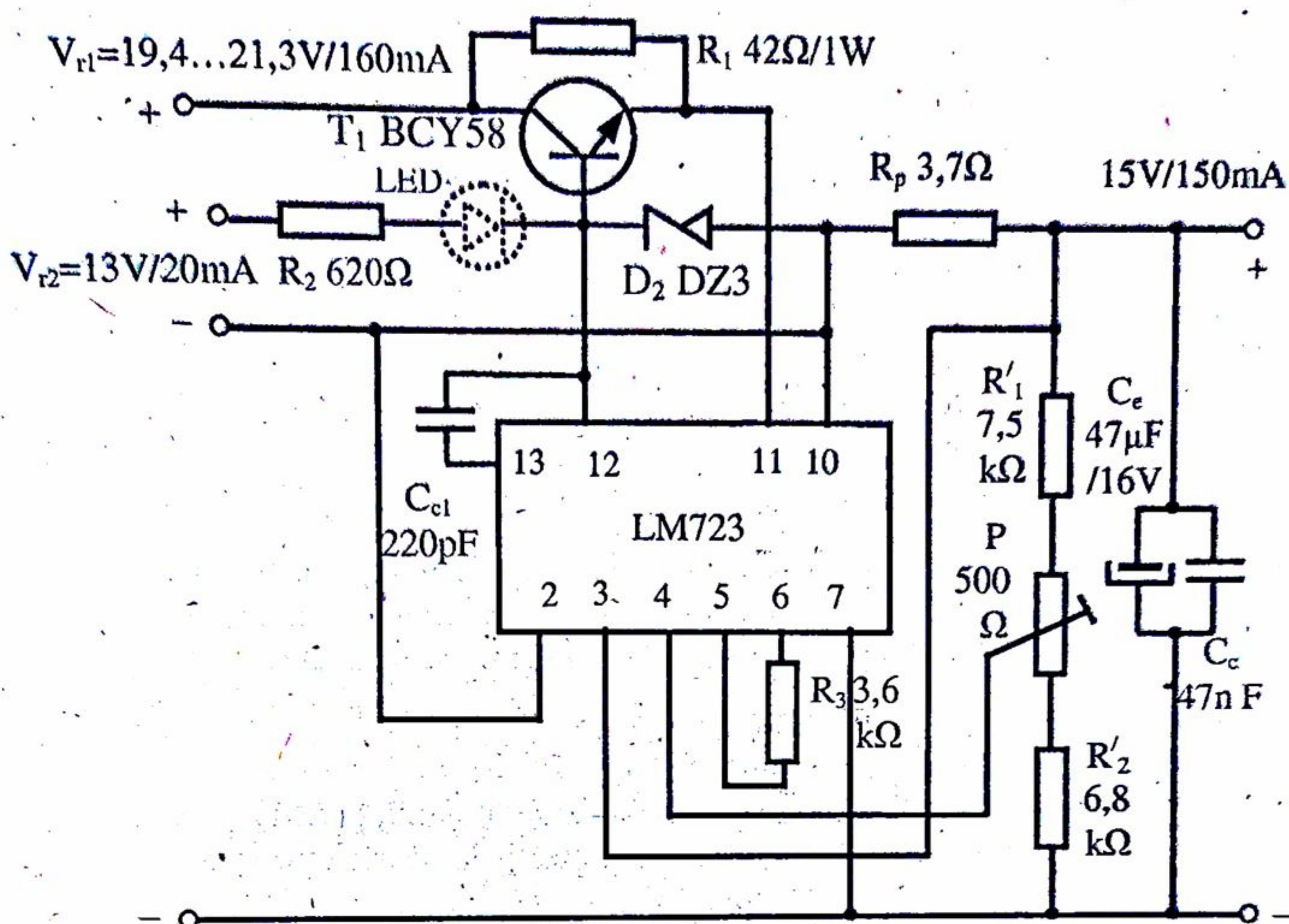


Fig.5.3. Stabilizator de tensiune de 15V/150mA cu tranzistor extern.

Performanțele stabilizatorului sunt bune; tensiunea pe sarcină nu se modifică la variația tensiunii de intrare, iar la variația curentului de sarcină între 0...150mA,  $V_s$  se modifică cu 10mV.

Ambele tipuri de surse pot utiliza orice tranzistor extern cu putere disipată  $P_{dMAX} \geq 300mW$  și curent  $I_{CMAX} \geq 200mA$ .

În regim de scurtcircuit tranzistorul  $T_1$  se blochează și puterea disipată crește numai pe circuitul integrat. Pentru surse de tensiune mai mari decât 5V este necesară protecție la scurtcircuit prin folosirea unei limitări de curent cu întoarcere dacă  $R_p$  este calculată pentru curentul maxim de 150mA. De asemenea, dacă scurtcircuitul este posibil, la schema din fig.5.3 este necesară o diodă de protecție în baza lui  $T_1$  ( $D_1$  în fig.1.6b).

## 5.2. Relații de calcul

Se prezintă aici calculul unui stabilizator de tensiune fixă de forma celui din fig.5.3, cuprinsă între 7,15V și 30V, care să furnizeze curentul maxim  $I_{smax} \leq 150mA$ .

Datele inițiale necesare în plus pentru calcul sunt: variațiile procentuale ale



rețelei, temperatura maximă a mediului ambiant,  $t_{\text{amax}}$ , și necesitatea protecției la scurtcircuit.

O parte din punctele de la calculul stabilizatoarelor din capitolele anterioare se utilizează și aici, fără modificări importante și se face trimitere la ele. Se urmăresc în continuare etapele de calcul.

a) Se determină pentru început tensiunea redresată minimă necesară la intrarea stabilizatorului [9]:

$$\begin{aligned} V_{r1\min} &= V_s + V_{CE1\min} + V_{po}, \\ \text{unde } V_{CE1\min} &= V_{CE1s} + v_{orm} + 0,7V \\ V_{CE15\min} &= V_{CE15s} + 0,5V \approx 1,5V, \end{aligned} \quad (5.1)$$

ultima, referindu-se la tranzistorul integrat  $T_{15}$ . Se observă că la tranzistorul  $T_1$  se asigură o rezervă mai mare pentru depărtarea de saturație în prezența ondulației tensiunii redresate pentru că el este primul tranzistor care se saturează.

$$\text{Se admite } V_{CE1s} = V_{BE1\max} \approx 0,7 + 0,2I_{s\max} \quad (5.2)$$

Tensiunea  $v_{orm}$  se poate estima cu relația (2.3).

Aici rămân valabile considerațiile de la paragraful 3.2, punctul b, referitoare la  $v_{orm}$  și  $V_{po}$  (sau  $V_{pio}$  în cazul impunerii unei protecții la scurtcircuit prin limitare cu întoarcere)

b) Se face calculul tensiunii medii redresate nominală și maximă în sarcină, apoi în gol și se verifică tensiunea maximă pe circuitul integrat, conform punctelor b din paragraful 2.2 și d din paragraful 3.2.

c) Se determină rezistența de *by-pass* cu relația

$$R_1 = \frac{V_{r1\max} - V_s}{I_{\lim}}, \quad (5.3)$$

unde  $I_{\lim} \approx 1,05I_{s\max}$  este curentul la care intră în funcțiune limitarea de curent. Puterea disipată maximă pe rezistența  $R_1$  este:

$$P_{R1\max} < (V_{r1\max} - V_s)I_{\lim}.$$

Se adoptă rezistența  $R_1$  normalizată cu toleranță  $\leq 2,5\%$  de puterea necesară. Pentru temperaturi mari ale mediului ambiant la adoptarea puterii rezistenței  $R_1$  trebuie consultată o diagramă din catalogul de rezistențe.

d) Se stabilește valoarea maximă a tensiunii pe tranzistorul  $T_1$  care apare atunci când prin  $R_1$  trece curentul maxim (o parte mare din  $I_{\lim}$ ). Se poate lua acoperitor (cu rezervă):

$$V_{CE1\max} < I_{\lim} R_1.$$

e) Se determină puterea disipată maximă pe tranzistorul  $T_1$ :



$$P_{d1max} = \frac{I_{lim} R_1}{4} \quad (5.4)$$

f) Se adoptă tranzistorul  $T_1$  care trebuie să îndeplinească următoarele condiții:

$$I_{CMAX} \geq 2I_{lim} \quad (\text{din motive de reducere a factorului } \beta \text{ la curent mare})$$

$$V_{CE0} \geq V_{CE1max} \quad P_{dMAX1} > P_{d1max}$$

cu

$$P_{dMAX1} = P_{dMAX25} \frac{t_{jMAX} - t_{aMAX}}{t_{jMAX} - 25} \quad (5.5)$$

puterea disipată maximă a tranzistorului corectată în funcție de temperatura maximă a mediului ambiant. Nu este necesar radiator pentru tranzistorul  $T_1$ .

g) Se determină puterea disipată maximă pe circuitul integrat:

$$P_{dmaxCI} = \frac{I_{lim}^2 (R_1 + R_{ir1} - R_p)}{4} + 2,5 \cdot 10^{-3} \cdot V_{12max} \quad (5.6)$$

unde  $R_{ir1} = \frac{\lambda V_{r1}}{I_{lim}}$  este rezistența internă a redresorului ce asigură tensiunea  $V_{r1}$

iar  $R_p = \frac{V_{po}}{I_{lim}}$  (valoare provizorie), unde, după caz, se folosește  $V_{pio}$  (vezi paragraful 3.2, punctul b).

$V_{12max} = V_s + V_{po} + V_{D2}$  este tensiunea maximă de alimentare a integratului, cu  $V_{D2} \approx 3V$  pe dioda stabilizatoare.

Se verifică apoi îndeplinirea condiției:

$$P_{dMAX} \geq P_{dmaxCI}$$

unde  $P_{dMAX}$  este puterea corectată a circuitului integrat cu o relație de forma (5.5). De altfel, pentru orice tip de capsulă întotdeauna această condiție va fi îndeplinită datorită faptului că  $I_{lim}$  este limitat superior și datorită folosirii elementului de reglare cu două tranzistoare în serie.

h) Se determină puterea disipată pe circuitul integrat la scurtcircuit în sarcină [9] fără limitare de curent cu întoarcere:

$$P_{dsc} = I_{lim} (V_s - V_{po}) \quad (5.7)$$

sau cu  $V_{pio}$  și se verifică îndeplinirea (pentru măcar una din cele două tipuri de capsule) a condiției:

$$P_{dMAX} \geq P_{dsc}$$

când nu mai este necesară o altă măsură de protecție la scurtcircuit (la nevoie se utilizează capsula metalică ce are  $P_{dMAX}$  mai mare).



Când această condiție nu este îndeplinită și se pretinde o protecție la scurtcircuit, se va avea în vedere realizarea unei protecții prin limitare de curent cu întoarcere. Dacă nu s-a anticipat deja la punctul a necesitatea acesteia și nu s-a folosit  $V_{pio}$  în loc de  $V_{po}$ , se va reveni la punctul a și se vor reface toate calculele aferente pentru a lua în considerare tensiunea  $V_{pio} > V_{po}$ .

i) Se determină curentul de scurtcircuit ce se poate admite prin tranzistorul  $T_{15}$  al circuitului integrat în cazul realizării unei protecții prin limitare de curent cu întoarcere [19]:

$$I_{sc} \approx \frac{1}{2(R_{ir1} + R_1)} \left[ (V'_{ro1max} - 0,45) - \sqrt{(V'_{ro1max} - 0,45)^2 - 4(R_{ir1} + R_1)(P_{dMAX} - 2,5 \cdot 10^{-3} V_{12max})} \right] \quad (5.8)$$

unde:  $V'_{ro1max} = V_{r1max} (1 + \lambda)$  este tensiunea în gol de calcul a redresorului.

Șansa de reușită a protecției de acest tip este mare dacă  $I_{sc} \geq 0,35 I_{lim}$ .

j) Se stabilește dacă trebuie folosită dioda de protecție  $D_1$  pentru situația polarizării inverse a joncțiunii limitoare a tranzistorului  $T_1$ . Aici contează dacă se implementează sau nu o protecție la scurtcircuit prin limitare cu întoarcere. Când nu se prevede protejare la scurtcircuit, dioda este necesară dacă se îndeplinește condiția

$$V_{ro1max} - V_s - V_{BE1max} - V_{CE15min} > V_{BEo1} \quad (5.9)$$

Dacă sursa poate ajunge în regim de scurtcircuit, atunci tensiunea inversă pe joncțiunea emitoare a tranzistorului  $T_1$  poate fi mai mare și dioda  $D_1$  este necesară dacă îndeplinește condiția:

$$V'_{ro1max} - I_{sc}(R_{ir1} + R_1 + R_p) - V_{CE15min} - V_{BE1max} > V_{BEo1} \quad (5.10)$$

Dioda  $D_1$  se adoptă de un tip la care curentul rezidual  $I_o \ll I_{EBo1}$ , adică decât curentul invers al joncțiunii emitoare a tranzistorului  $T_1$ , dat în catalog. De obicei, o diodă de comutație de curent redus îndeplinește condiția.

k) Se determină tensiunea auxiliară  $V_{D2}$  minimă necesară:

$$V_{D2min} = V_{D1max} + V_{BE1max} + V_{CE15min}$$

unde  $V_{D1max}$  se stabilește la curentul  $I_{BE1max}$  și intervine numai în cazul când dioda  $D_1$  este folosită.

Când se utilizează dioda  $D_1$  rezultă  $V_{2min} \approx 3V$  și se poate folosi o diodă Zener cu tensiune nominală 3V, care însă nu trebuie să prezinte dispersie mai mare de  $\pm 0,1V$ . Când dioda  $D_1$  nu este necesară, tensiunea  $V_{D2} \approx 2,4V$  și se poate realiza cu trei diode de siliciu de curent redus, în serie sau cu o diodă LED (folosită și la semnalizarea funcțiunii sursei) în serie cu o diodă simplă. În ambele cazuri, dioda  $D_2$  poate fi o superdiodă dimensionată corespunzător.

l) Rezistența  $R_2$  se determină impunând stabilizatorului auxiliar cu dioda  $D_2$  un coeficient de stabilizare minim:



$$S_{2min} = \frac{R_2 + r_{2m}}{r_{2m}} = 10 \dots 15, \quad (5.11)$$

Întrucât tensiunea  $V_{D2}$  nu trebuie să fie foarte bine stabilizată. Aici  $r_{2m}$  este rezistența dinamică a diodei  $D_2$  la curentul minim admis  $I_{D2min}$ . Rezistența  $R_2$  se adoptă cu toleranță redusă pentru ca tensiunea  $V_{D2}$  să nu rezulte cu o dispersie mare.

Curentul minim prin rezistența  $R_2$  trebuie să fie:

$$I_{R2min} = I_{B1max} + I_{B15max} + I_{D2min} + 2,5 \quad [\text{mA}],$$

unde:  $I_{B1max} = \frac{I_{smax} - V_{CE1min}}{\beta_{1min}} \quad [\text{mA}, \text{k}\Omega]$ ;  $I_{B15max} \cong \frac{I_{smax}}{\beta_{15min}}$ ,

cu  $\beta_{1min}$  dat de catalog pentru  $T_1$  adoptat și  $\beta_{15min}$  dat orientativ în fig 5.4, stabilit pe baza datelor din [8] considerând un factor  $\beta_{14} \cong 100$ .

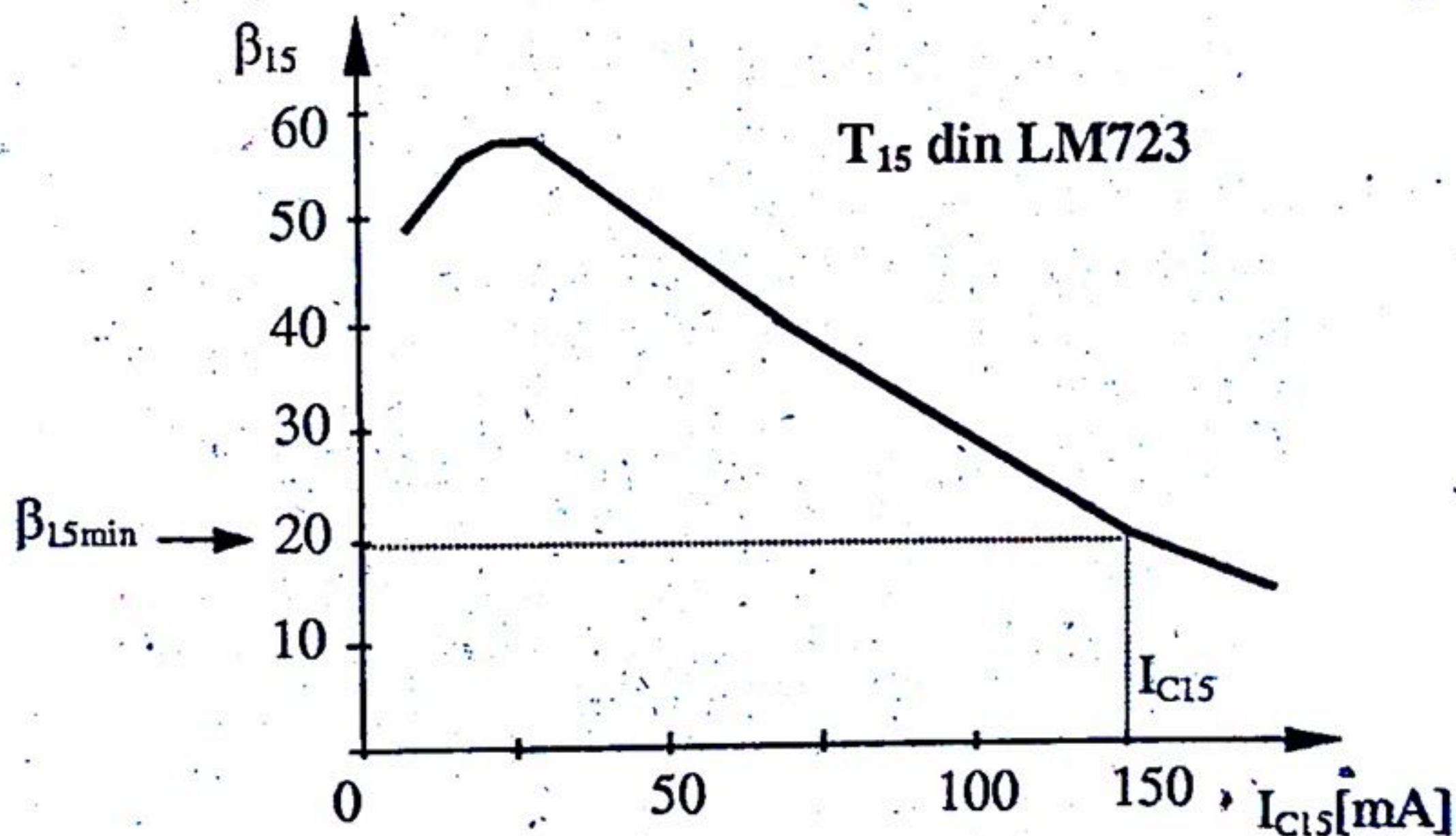


Fig.5.4. Amplificarea de curent a tranzistorului  $T_{15}$ .

Tensiunea minimă furnizată de cel de al doilea redresor este:

$$V_{r2min} = V_{D2min} + I_{R2min} R_2 + V_{LED}, \quad \text{cu } V_{LED} \cong 1,7V.$$

Cu aceasta se determină tensiunea nominală și maximă  $V_{r2}$  și  $V_{r2max}$ , cu relații de forma (2.5) și (2.6).

m) Se verifică dacă diodele  $D_2$  și LED suportă curentul maxim care apare când stabilizatorul principal lucrează în gol:

$$I_{R2max} = \frac{V_{r2max} - V_{D2min} - V_{LED} + r_2 I_{D2min}}{R_2 + r_2}$$

$$I_{D2max} = I_{LEDmax} = I_{R2max} - 2,5 \quad [\text{mA}].$$



Aici se utilizează o valoare  $r_z$  medie stabilită între valorile  $r_{zm}$  de la curentul  $I_{D2min}$  și  $r_{zM}$  dată în catalog pentru zona normală de funcționare. Valoarea maximă a curentului diodei  $D_2$ ,  $I_{zMAX}$  se stabilește pe baza puterii disipate maxime dată în catalog. Se verifică îndeplinirea condiției  $I_{D2max} < I_{zMAX}$ . În caz contrar trebuie adoptată o diodă de curent mai mare.

Cum prin LED trece practic același curent  $I_{R2max}$ , trebuie făcută și verificarea:  $I_{R2MAX} < I_{LEDMAX}$ . Se renunță la LED în cazul neîndeplinirii acestei condiții.

n) Se stabilește puterea disipată maximă pe rezistența  $R_2$  pentru adoptarea acesteia:

$$P_{R2max} = I_{R2max}^2 \cdot R_2$$

o) Se parcurg punctele de i, j, k, l, m (variante 2.a cu rezistențele notate  $R'_1$ ,  $R'_2$ ), n, p, s din paragraful 3.2.

### 5.3. Exemplu de calcul

Se va calcula un stabilizator de tensiune fixă 9V cu un curent maxim de 150mA. Alte date inițiale:  $t_{amax} = 30^\circ C$ , variațiile tensiunii rețelei  $\pm 10\%$ ; necesitatea protecției la scurtcircuit.

Se calculează tensiunile:

$$V_{CE1s} = V_{BE1max} \approx 0,7 + 0,2 I_{smax} = 0,7 + 0,2 \cdot 0,15 = 0,73 V$$

$$V_{orm1} = \frac{0,1 I_{smax} (V_s + 5)}{1 + 0,05 V_s} = \frac{0,1 + 0,15(9+5)}{1 + 0,05 \cdot 9} = 0,27 V$$

$$V_{CE1min} = V_{CE1s} + V_{orm1} + 0,7 = 0,73 + 0,27 + 0,7 = 1,7 V$$

$$V_{r1min} = V_s + V_{CE1min} + V_{CE15min} + V_{pio} = 9 + 1,7 + 1,5 + 0,8 = 13 V,$$

unde s-a anticipat necesitatea protecției la scurtcircuit prin limitare de curent cu întoarcere introducând pe  $V_{pio}$  în loc de  $V_{po}$ .

Se determină celelalte valori ale tensiunii redresorului 1 în sarcină și în gol relațiile (2.5)...(2.8):

$$V_{r1} = \frac{V_{r1min}}{1 - \frac{\Delta V_{ro}}{V_{ro}} (1 + \lambda)} = \frac{13}{1 + 0,1(1 + 0,1)} = 14,6 V$$

$$V_{r1max} = V_{r1} \left[ 1 + \frac{\Delta V_{ro}}{V_{ro}} (1 + \lambda) \right] = 14,6 [1 + 0,1(1 + 0,1)] = 16,2 V.$$



$$V_{rlo} \cong V_{rl}(1+1,5\lambda) = 14,6(1+1,5 \cdot 0,1) = 16,8V$$

$$V_{rlmax} = V_{rlo} \left( 1 + \frac{\Delta V_{ro+}}{V_{ro}} \right) = 16,8(1+0,1) = 18,5V$$

Se calculează rezistența de ocolire (*by-pass*)  $R_1$ :

$$R_1 = \frac{V_{rlmax} - V_s}{I_{lim}} = \frac{16,2-9}{1,05 \cdot 0,15} = 45,7\Omega$$

pe care apare o putere disipată:

$$P_{dR1} < (V_{rlmax} - V_s) I_{lim} = (16,2-9) 0,1575 = 1,13W$$

Se adoptă o rezistență de 2W.

Pentru adoptarea tranzistorului  $T_1$  se determină

$$V_{CE1max} < I_{lim} R_1 = 0,1575 \cdot 45,7 = 7,2V$$

$$I_{CMAX} \geq 2 \cdot I_{lim} = 2 \cdot 0,1575 = 0,315A$$

$$P_{d1max} = \frac{I_{lim}^2 \cdot R_1}{4} = \frac{0,1575^2 \cdot 45,7}{4} = 0,283W = 283mW$$

Se adoptă un tranzistor de tipul BCY58X [17] având:  $V_{CE0} = 32V$ ;  $I_{CMAX} = 200mA$ ;  $P_{dMAX25} = 0,39W$ ;  $t_{jMAX} = 200^\circ C$ ;  $\beta_{lmin} = 50$  la curentul de 157mA.

$$P_{dMAX} = P_{dMAX25} \frac{t_{jMAX} - 30}{t_{jMAX} - 25} = 390 \frac{200-30}{200-25} = 379mW$$

Rezistențele  $R_{ir1}$  și  $R_p$  au valorile aproximative:

$$R_{ir1} = \frac{\lambda V_{rl}}{I_{lim}} = \frac{0,1 \cdot 14,6}{0,1575} = 9,3\Omega$$

$$R_p \cong \frac{V_{pio}}{I_{lim}} = \frac{0,8}{0,1575} = 5,08\Omega$$

Tensiunea maximă de alimentare a integratului este

$$V_{12max} = V_s + V_{pio} + V_{D2} = 9 + 0,8 + 3 = 12,8V$$

Cu aceasta, puterea disipată maximă pe circuitul integrat este:

$$P_{dmaxCI} \cong \frac{I_{lim}^2 (R_1 + R_{ir1} - R_p)}{4} + 2,5 \cdot 10^{-3} V_{12max} =$$

$$= \frac{0,1575^2 (45,7 + 9,3 - 5,08)}{4} + 2,5 \cdot 10^{-3} \cdot 12,8 \cong 0,414W = 414mW$$



Pentru creșterea șansei de reușită a protecției la (valoare orientativă) scurtcircuit se adoptă pentru circuitul integrat capsula metalică (TO-100) având

$$P_{dMAX\ 25} = 800\text{ mW}$$

Corecția acesteia cu temperatura mediului dă:

$$P_{dMAX} = P_{dMAX\ 25} \frac{t_{jMAX} - t_{a\ max}}{t_{jMAX} - 25} = 800 \frac{150 - 30}{150 - 25} = 767\text{ mW}$$

aceasta îndeplinește desigur condiția  $P_{dMAX} > P_{dmaxCI}$ . Dar, în regim de scurtcircuit, fără limitare de curent cu întoarcere, apare puterea

$$P_{dsc} = I_{lim} (V_s - V_{pio}) = 0,1575 (9 - 0,8) = 1,29\text{ W} > P_{dMAX}$$

Este, deci, necesară o protecție la scurtcircuit prin limitare de curent cu întoarcere.

Curentul de scurtcircuit trebuie să se reducă în acest caz la valoarea dată de relația (5.8):

$$I_{sc} \approx \frac{1}{2(9,3 + 45,7)} \left[ 17,8 - 0,45 - \sqrt{(17,8 - 0,45)^2 - 4(9,3 + 45,7)(0,767 - 2,5 \cdot 10^{-3} \cdot 12,8)} \right] \approx 0,05\text{ A}$$

unde s-a folosit tensiunea în gol de calcul maxim:

$$V'_{ro\ lmax} = V_{rlmax} (1 + \lambda) = 16,2(1 + 0,1) = 17,8\text{ V}$$

Deoarece raportul

$$\frac{I_{sc}}{I_{lim}} = \frac{0,05}{0,1575} = 0,315 < 0,35$$

nu există practic șansă ca limitarea de curent cu întoarcere clasică să reușească.

Pentru stabilirea necesității diodei  $D_1$  se calculează

$$\begin{aligned} V'_{ro\ lmax} - I_{sc} (R_{ir1} + R_1 + R_p) - V_{CE\ 15\ min} - V_{BE\ lmax} = \\ = 17,8 - 0,05(9,3 + 45,7 + 5,08) - 1,5 - 0,73 \approx 12,6 > V_{BE0} = 7\text{ V} \end{aligned}$$

Deci, dioda  $D_1$  este necesară.

Tensiunea  $V_{D2min} \approx 3\text{ V}$  și se va folosi o diodă Zener BZX55C [17] de 0,5W. Se admite un curent  $I_{D2min} = 5\text{ mA}$  și rezultă  $r_{zm} = 80\Omega$  (maximum). Impunând  $S_{2min} = 15$  rezultă din (5.11)

$$R_2 = 15 r_{zm} - r_{zm} = 14 r_{zm} = 14 \cdot 80 = 1120\ \Omega$$

și se adoptă  $R_2 = 1100\Omega \pm 2,5\%$ .

Curentul minim prin rezistența  $R_2$  trebuie să aibă valoarea:

$$I_{R2min} = I_{B1max} + I_{B15max} + I_{D2min} + 2,5 = 2,26 + 7,5 + 5 + 2,5 = 17,26\text{ mA}$$

unde s-au introdus:



$$I_{B1\max} = \frac{I_{s\max} - \frac{V_{CE1\min}}{R_1}}{\beta_{1\min}} = \frac{150 - \frac{1,7}{0,457}}{50} = 2,26 \text{ mA}$$

și

$$I_{B15\max} = \frac{I_{s\max}}{\beta_{15\min}} \approx \frac{150}{20} = 7,5 \text{ mA},$$

cu  $\beta_{15\min}$  extras din graficul din fig.5.4.

Tensiunea minimă a celui de al doilea redresor este

$$V_{r2\min} = V_{D2\min} + I_{R2\min} R_2 + V_{LED} = 3 + 17,2 \cdot 1,1 + 1,7 = 23,6 \text{ V};$$

cu aceasta:

$$V_{r2} = \frac{V_{r2\min}}{1 - \frac{\Delta V_{ro}}{V_{ro}} (1 + \lambda)} = \frac{23,6}{1 - 0,1(1 + 0,1)} = 26,5 \text{ V}$$

$$V_{r2\max} = V_{r2} \left[ 1 + \frac{\Delta V_{ro}}{V_{ro}} (1 + \lambda) \right] = 26,5 [1 + 0,1(1 + 0,1)] = 29,4 \text{ V}$$

Curentul maxim prin rezistența  $R_2$  este cu aproximație:

$$I_{R2\max} \approx \frac{V_{r2\max} - V_{D2\min} - V_{LED} + r_z I_{D2\min}}{R_2 + r_z} = \frac{29,4 - 3 - 1,7 + 42,5 \cdot 0,01726}{1,21} \approx 21 \text{ mA},$$

unde s-a folosit rezistența dinamică medie a diodei Zener [17]

$$r_z = \frac{r_{zm} + r_{zM}}{2} = \frac{80 + 5}{2} = 42,5 \Omega,$$

iar prin  $D_2$  și LED trece curentul maxim

$$I_{D2\max} = I_{LED\max} = I_{R2\max} - 2,5 = 21 - 2,5 = 18,5 \text{ mA}.$$

Acesta este mai mic decât  $I_{D2\max} = 125 \text{ mA}$  [17] și  $I_{LED\max} = 40 \text{ mA}$ .

Puterea disipată maximă pe  $R_2$  este:

$$P_{R2\max} = I_{R2\max}^2 \cdot R_2 = (0,021)^2 \cdot 1100 = 0,485 \text{ W},$$

și se adoptă o rezistență  $R_2$  de 0,5W.

Deși a rezultat mai sus că protecția la scurtcircuit încercată nu are șanse de reușită, se verifică în continuare acest lucru.

Temperatura maximă a joncțiunilor circuitului integrat LM723 va fi (în regim normal):

$$t_{j\max} = t_{a\max} + P_{d\max} \cdot R_{\theta ja} = 30 + 0,422 \cdot 155 = 95,3^\circ \text{C}.$$

Tensiunea dintre pinii 2-3 la care acționează protecția este atunci:



$$V_p = 0,7 - 1,7 \cdot 10^{-3} \cdot t_{jmax} = 0,7 - 1,7 \cdot 10^{-3} \cdot 95,3 = 0,538 \text{ V}$$

iar la  $t_{jMAX}$ :

$$V_{pmin} = 0,7 - 1,7 \cdot 10^{-3} \cdot t_{jMAX} = 0,7 - 1,7 \cdot 10^{-3} \cdot 150 = 0,445 \text{ V}$$

Căderea de tensiune pe rezistența  $R_p$  la curentul maxim ar fi deci:

$$V_{pi} = R_p I_{lim} = 9,84 \cdot 0,1575 \approx 1,55 \text{ V} > V_{pio} = 0,8 \text{ V} \text{ adoptată.}$$

Deoarece  $V_{pim}$  rezultă prea mare [9], ea ar conduce la creșterea tensiunii de alimentare iar aceasta la creșterea în continuare a tensiunii  $V_{pi}$ . Calculele pot fi neconvergente și se renunță deci la protecția prin limitare de curent cu întoarcere. S-ar putea realiza totuși o protecție prin limitare de curent cu întoarcere, la o valoare  $I_{sc}$  cu ceva mai mare decât cea calculată, ceea ce mărește mult siguranța în funcționare (la scurtcircuit, pericolul rămânând doar pentru cazul când rețeaua are tensiune mai mare) prin limitare de curent simplă.

Aici rezistența  $R_p$  se recalculează

$$R_p = \frac{V_p}{I_{lim}} = \frac{0,538}{0,1575} \approx 3,41 \Omega$$

care se normalizează la  $3,4\Omega \pm 1\%$ .

Se calculează rezistențele din divizorul de ieșire cu ajutorul sistemului de ecuații pentru  $I_d = 2\text{mA}$

$$\left\{ \begin{array}{l} R'_1 + P + R'_2 = \frac{V_s}{I_d} \\ \frac{0,8P + R'_2}{R'_1 + 0,8P + R'_2} = \frac{7,35}{V_s} \\ \frac{R'_2}{R'_1 + 0,8P + R'_2} = \frac{6,25}{V_s} \end{array} \right. \quad \text{sau} \quad \left\{ \begin{array}{l} R'_1 + P + R'_2 = \frac{9}{2} \\ \frac{0,8P + R'_2}{R'_1 + 0,8P + R'_2} = \frac{7,35}{9} \\ \frac{R'_2}{R'_1 + 0,8P + R'_2} = \frac{6,95}{9} \end{array} \right.$$

Rezultă pentru potențiometrul  $P = 0,217\text{k}\Omega$  și se normalizează la  $P = 0,25\text{k}\Omega$ . Folosind apoi numai ultimele două ecuații din sistem, rezultă rezistențele:  $R'_1 = 0,83\text{k}\Omega$ ,  $R'_2 = 3,51\text{k}\Omega$  care se normalizează la valorile:  $R'_1 = 825\Omega \pm 2,5\%$ ,  $R'_2 = 3,48\text{k}\Omega \pm 2,5\%$ .

Rezistența  $R_3$  va avea valoarea:

$$R_3 \approx \left( R'_1 + \frac{P}{2} \right) \parallel \left( R'_2 + \frac{P}{2} \right) = (0,825 + 0,125) \parallel (3,48 + 0,125) \approx 0,75 \text{ k}\Omega$$

care se normalizează la  $750\Omega \pm 5\%$ .

Condensatoarele de la ieșire se admit de  $47\mu\text{F}/16\text{V}$  electrolitic și  $47\text{nF}$  ceramic.

Pentru calculul redresorului principal se grupează aici datele:



$I_{r1\max} \cong 160\text{mA}$ ;  $V_{r1} = 14,6\text{V}$ ;  $\lambda = 0,1$  ( $R_{ir1} = 9,3\Omega$ );  $v_{orm1} = 0,27\text{V}$  ( $0,54V_{vv}$ ).

Pentru redresorul secundar:

$I_{r2\max} = 21\text{mA}$ ;  $V_{r2} = 26,5$ ;  $\lambda = 0,1$ ,

și fiind de curent redus, ondulația se admite:  $v_{orm2} = 0,1\text{V}$ .

Schema finală a stabilizatorului este dată în fig.5.5.

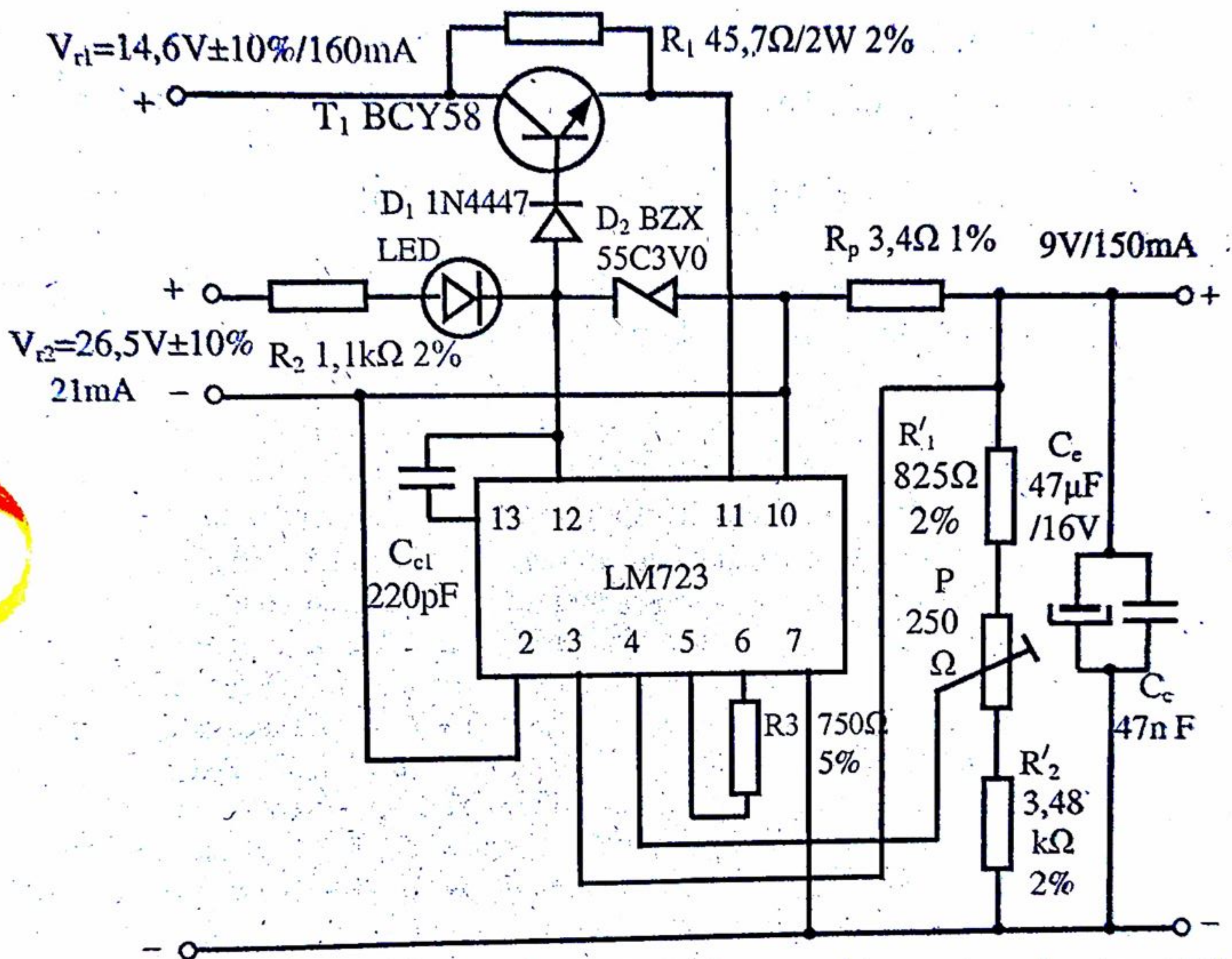


Fig.5.5. Stabilizator de tensiune de 9V / 150mA cu un tranzistor extern de putere mică.

Performanțele stabilizatorului rezultate în urma experimentării sunt următoarele:

- variația tensiunii stabilizatoare cu rețeaua ( $\pm 10\%$ ): sub 1mV,
- variația tensiunii stabilizatoare cu sarcina (0-150mA): sub 10mV.



## CAPITOLUL 6

## STABILIZATOARE DE TENSIUNE CU LM723 ȘI DOUĂ TRANZISTOARE EXTERNE ÎN SERIE

### 6.1. Prezentarea schemelor

Așa cum s-a constatat din capitolele anterioare, stabilizatoarele de tensiune cu circuitul integrat LM723 sunt de precizie ridicată, indiferent de gama de curent pentru care se realizează (de altfel tranzistoarele externe au doar rol de repetor de ieșire în schema de reglare a tensiunii). Pentru curent de sarcină ce depășește 150mA și până la un curent de peste 5A se recomandă folosirea următoarelor două tipuri de stabilizatoare de tensiune cu element de reglare cu 2 tranzistoare în serie și circuit integrat LM723 [5,9](fig.6.1 și 6.2).

Primul tip de stabilizator conține elementul de reglare cu două tranzistoare în serie, prezentat în introducere, ambele tranzistoare fiind externe circuitului integrat. Stabilizatorul necesită două surse de alimentare independente. Drept tranzistor de comandă  $T_3$  se utilizează tranzistorul integrat  $T_{15}$  din LM723, care aici este supus la o putere disipată redusă datorită tensiunii sale  $V_{CE}$  de ordinul 2...2,3V. Astfel, în aceste aplicații se poate utiliza circuitul integrat LM723 până la curentul lui maxim de 150mA fără pericolul depășirii puterii disipate maxime pe capsulă. De aceea, aplicațiile de tipul celor din fig.6.1 și 6.2 sunt deosebit de utile în practică. Ele reprezintă importante contribuții ale autorului cărții la teoria, calculul și aplicațiile stabilizatoarelor de tensiune integrate, conducând la realizarea unor mari economii de aluminiu (prin reducerea substanțială a dimensiunii radiatoarelor) și la extinderea spectaculoasă a utilizării circuitului integrat de putere redusă de precizie LM723 la surse de curent mare (5...7A).

În schema din fig.6.1, pentru evitarea oscilațiilor stabilizatorului, este necesar un al doilea condensator de corecție  $C_{c2}$ , de 10nF.

Protecția cu limitare simplă de curent este deseori eficientă și în scurtcircuit [5, 9], ceea ce constituie o particularitate aproape generală a elementului de reglare cu două tranzistoare în serie când raportul  $V_{smax}/V_{sinlu}$  este mare. Pe circuitul integrat se disipă o putere maximă de cca 300mW, care nu crește nici la scurtcircuit în sarcină.

Sursa de tensiune  $V_{r2}$  este de curent redus, ea furnizând doar curenții de bază ai tranzistoarelor  $T_1$  și  $T_2$ , precum și curentul minim prin dioda stabilizatoare  $D_2$ .



Eventuala apariție a autolimitării curentului de către elementul de reglare prin mecanismul arătat în introducere, înainte de acționarea limitării de curent cu ajutorul rezistenței  $R_p$ , se poate înlătura prin reducerea ușoară a rezistenței  $R_2$  sau creșterea ușoară a tensiunii  $V_{r2}$ .

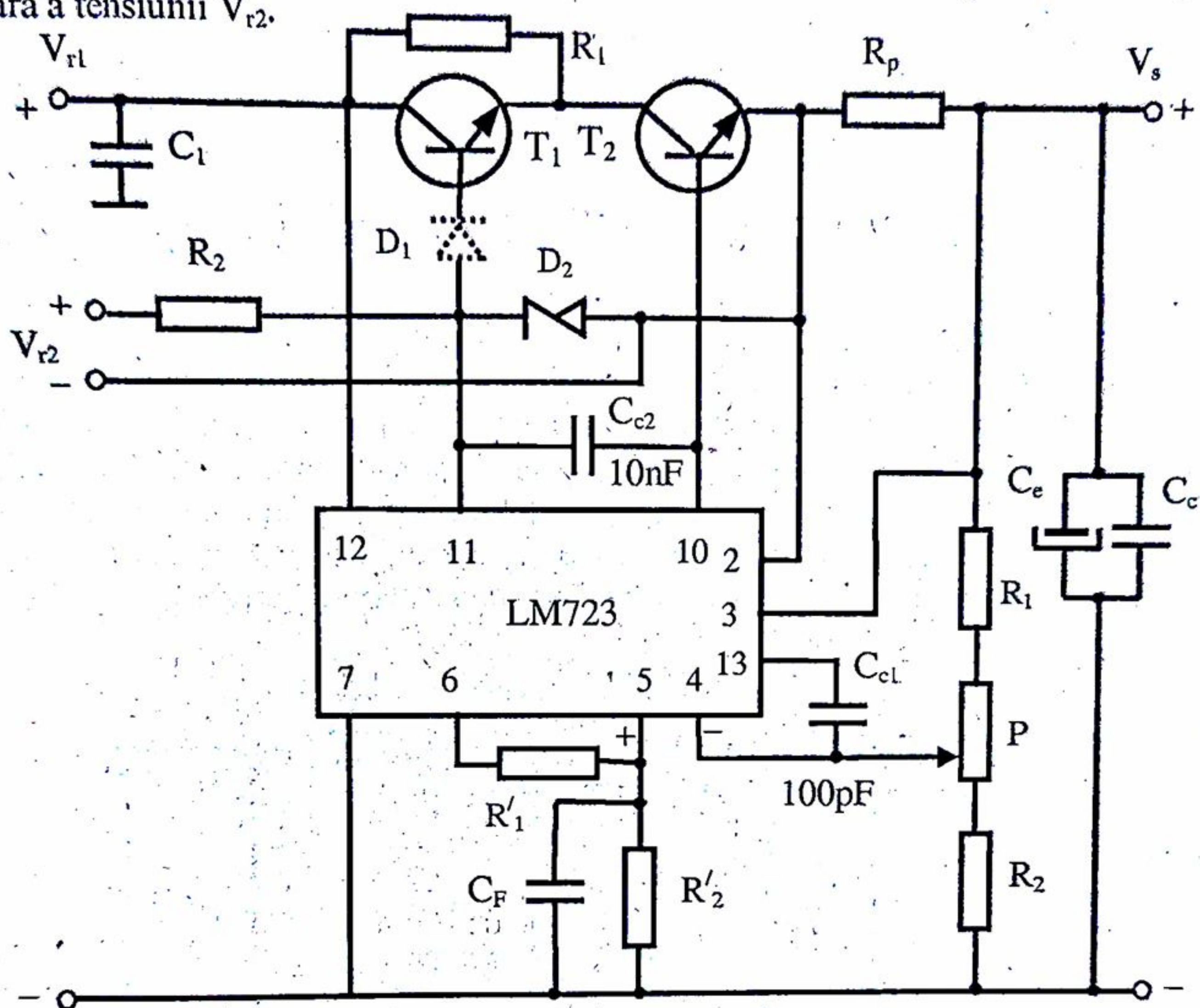


Fig.6.1. Stabilizator cu LM723 și două tranzistoare externe npn în serie.

O soluție elegantă pentru dioda  $D_2$  o constituie utilizarea unei diode LED (care poate servi și ca indicator de conectare și funcționare normală a stabilizatorului) în serie cu o diodă obișnuită în sens direct (cu o cădere de 2,3...2,4V) sau chiar a două diode LED în serie (pentru o cădere de tensiune de 3,2...3,4V). Diodele LED mai prezintă avantajul unei rezistențe dinamice reduse, dar au în schimb curentul maxim limitat, ceea ce trebuie neapărat luat în considerare.

Stabilizarea tensiunii pe sarcină la variația tensiunii de alimentare rămâne și aici foarte eficientă, astfel încât variația tensiunii pe sarcină  $V_s$  este de cel mult 2mV pentru o variație a tensiunii de intrare de  $\pm 10\%$ . Variația tensiunii pe sarcină la modificarea curentului prin aceasta între 0 și  $I_{smax}$  este de cel mult 10mV (dacă se concepe corect cablajul imprimat !).

În cazul folosirii unui radiator comun, pentru evitarea izolării unui tranzistor







## 6.2. Relații de calcul

Datele inițiale necesare pentru dimensionare sunt practic aceleași cu cele de la stabilizatorul fără tranzistor extern din capitolul 3 :

$$I_{smax}, V_{smin}, V_{smax}, 100 \frac{\Delta V_{ro+}}{V_{ro}}, 100 \frac{\Delta V_{ro-}}{V_{ro}}, t_{amax},$$

obligativitatea protecției prin limitare cu întoacere în cazul când limitarea simplă nu asigură și protecția la scurtcircuit a tranzistorului  $T_2$ , tipul capsulei circuitului integrat. În plus se poate impune tipul tranzistoarelor externe.

O parte din punctele de la calculul stabilizatoarelor din capitolele anterioare se utilizează și aici fără modificări, deci se face trimitere la ele. Se parcurg astfel următoarele etape:

a) Stabilirea variantei elementului de reglare serie dintre cele date în fig. 1.6 și a variantei pentru divizoarele tensiunii de referință și tensiunii de ieșire conform punctului a din paragraful 3.2. Schema completă are forma din fig. 6.1 sau 6.2, cu conexiunile potrivite la intrările amplificatorului. Se poate anticipa necesitatea radiatorului comun, caz în care merită să fie folosit element de reglare de tipul celui din fig. 1.6.c ori 1.6.e, fără izolare față de radiator a vreunuia dintre tranzistoarele de putere.

b) Se determină tensiunea minimă necesară la intrarea stabilizatorului cu relația

$$V_{rlmin} = V_{smax} + V_{CE1min} + V_{CE2min} + V_{po} \quad (6.1)$$

(cu  $V_s$  în loc de  $V_{smax}$  în cazul surselor de tensiune fixă), unde

$$V_{CE1min} = V_{CE1s} + V_{orml} + (0,8 \dots 1) \quad [V]$$

$$V_{CE2min} = V_{CE2s} + (0,5 \dots 0,7) \quad [V]$$

(mai mari pentru curenți de sarcină de ordinul amperilor).

Amplitudinea oscilației  $v_{orml}$  se poate estima cu ajutorul relației (2.3).

În cazul folosirii soluției din fig. 1.6c sau 1.6e, în relația (6.1)  $V_{CE1s}$  se referă la tranzistorul  $T_1$  și trebuie adăugată tensiunea  $V_{BE1}$  a tranzistorului  $T_1$ .

După cum se observă în relația (6.1), se asigură prin intermediul lui  $V_{CE1min}$  rezerva împotriva intrării în saturație a tranzistorului  $T_1$  în cazul cel mai defavorabil, adică în prezența ondulației negative a tensiunii  $V_{rl}$  imperfect filtrată. În rest, sunt valabile considerațiile și verificarea de la punctul b din paragraful 3.2.

c) Se face calculul tensiunii de intrare nominală și maximă în sarcină și în gol și verificarea tensiunii maxime pe circuitul integrat conform punctului b din paragraful 2.2 și d al paragrafului 3.2.

d) Se determină rezistența de *by-pass* cu relația

$$R_1 = \frac{V_{rlmax} - V_{smin}}{I_{lim}}$$



unde curentul  $I_{lim}$  se stabilește cu relația (3.2).

Pentru o sursă de tensiune fixă se ia tensiunea  $V_s$  în locul lui  $V_{smin}$ .

e) Întrucât cele două tranzistoare externe sunt în general identice, tensiunea maximă pentru care se adoptă ele este tensiunea maximă pe al doilea tranzistor, când stabilizatorul lucrează în gol sau scurtcircuit (limitare cu întoarcere):

$$V_{CB2max} = \max \begin{cases} V_{ro1max} - V_{s/nlh} \\ V_{r1max} (1 + \lambda) - 0,4 I_{lim} R_1 - 0,4 \lambda V_{ro} - V_{po} \end{cases}$$

f) Se determină puterile disipate maxime pe cele două tranzistoare cu relațiile

$$P_{d1max} = \frac{I_{lim}^2 R_1}{4}, \quad \text{când } P_{d2} = I_{lim} V_{CE2min}$$

și

$$P_{d2max} = \frac{I_{lim}^2 (R_1 + R_{ir1} - R_p)}{4}, \quad \text{când } P_{d1} = 0.$$

Se observă că  $P_{d2max} > P_{d1max}$  cu puțin.

Aici  $R_{ir1} = \frac{\lambda V_{r1}}{I_{lim}}$  și  $R_p = \frac{V_{po}}{I_{lim}}$  (valoare provizorie) cu  $V_{po} = 0,6V$ .

Mărimile  $\lambda$  și  $R_{ir1}$  se vor utiliza la calculul redersorului de alimentare (Anexa 4).

g) Se adoptă tipul tranzistoarelor externe care trebuie să îndeplinească următoarele condiții:

$$I_{CMAX} > I_{lim},$$

(se recomandă însă  $I_{CMAX} \geq 2I_{lim}$  din motive de reducere a factorului  $\beta$  la curenți mari)

$$V_{CE0} \geq V_{CE2max}$$

și

$$P_{dMAX0} \geq P_{d1max}, \quad P_{dMAX0} \geq P_{d2max}, \quad (6.2)$$

dacă se găsește un tranzistor ce se poate folosi fără radiator pentru  $T_1$  sau atât pentru  $T_1$  cât și  $T_2$

sau

$$P_{dMAXr} \geq P_{d2max},$$

când este necesar radiator pentru ambele tranzistoare (nici una din condițiile (6.2) nu se îndeplinește).

Aici  $P_{dMAX0}$  și  $P_{dMAXr}$  reprezintă puterile disipate maxime admise de tranzistoare la temperatura  $t_{amax}$  (vezi Anexa 1). Este posibilă folosirea unui radiator comun pentru cele două tranzistoare așa cum s-a arătat în introducere.

h) Se parcurge punctul h de la paragraful 4.2, calculându-se și verificându-se  $I_{B2max}$ .

i) Se determină puterea disipată maximă pe tranzistorul  $T_2$  în regim de scurtcircuit ( $T_1$  este blocat)

$$P_{d2sc} = I_{lim} (V_{smin} - V_{po}),$$



(cu  $V_s$  în loc de  $V_{smin}$  în cazul surselor de tensiune fixă) care se compară cu puterea disipată maximă admisă pe tranzistorul  $T_2$  sau cu puterea de dimensionare a radiatorului comun. Astfel

-când  $T_2$  este fără radiator se verifică dacă

$$P_{d2sc} \leq P_{dMAX0},$$

-când  $T_2$  are radiator separat de  $T_1$  se verifică dacă

$$P_{d2sc} \leq P_{d2max},$$

-când se utilizează un radiator comun pentru  $T_1$  și  $T_2$  iar acesta din urmă este izolat de radiator, se verifică dacă

$$P_{d2sc} \leq \text{valoarea maximă dintre} \begin{cases} P_{d2max} \\ (P_{d1max} + P_{d2}) \frac{t_{jMAX} - t_{amax}}{t_{jMAX} - t_{amax} + P_{d2} R_{thj2} + P_{d1max} R_{th1}} \end{cases}$$

unde mărimile au semnificația dată la prezentarea relațiilor (1.1) și (1.2) pentru ERS cu 2 tranzistoare în serie din Introducere,

-când se utilizează un radiator comun pentru  $T_1$  și  $T_2$  și soluția fără izolare din fig. 1.6c sau 1.6e, se verifică dacă

$$P_{d2sc} \leq (P_{d1max} + P_{d2}) \frac{t_{jMAX} - t_{amax}}{t_{jMAX} - t_{amax} + P_{d2} R_{thj1}} \quad (6.4)$$

În cazul îndeplinirii condiției corespunzătoare de mai sus nu mai este necesar să se prevadă o protecție prin limitare de curent cu întoarcere, fiind suficientă limitarea simplă. Acest lucru se întâmplă în cazul surselor cu raport  $V_{smax} / V_{smin}$  de valoare mai mare.

Datorită elementului de reglare cu două tranzistoare în serie puterea disipată în scurtcircuit pe tranzistorul  $T_2$  în cel mai rău caz nu poate depăși cu mult puterile disipate din membrul drept al relației (6.3) sau (6.4) astfel încât, atunci când limitarea de curent cu întoarcere nu se poate aplica, este posibil să se dimensioneze radiatorul comun astfel încât să reziste la  $P_{d2sc}$  fără să crească exagerat suprafața lui.

j) În cazul contrar, dacă în enunț se prevede, se va utiliza o protecție prin limitare de curent cu întoarcere. În acest scop se determină curentul de scurtcircuit ce se poate admite prin tranzistorul  $T_2$  cu relația aproximativă:

$$I_{sc} \leq \frac{(V_{r01max} - 0,6)}{2 \cdot (R_{ir1} + R_1)} - \frac{\sqrt{(V_{r01max} - 0,6)^2 - 4(R_{ir1} + R_1) P_{d2lim}}}{2 \cdot (R_{ir1} + R_1)} \quad (6.5)$$

unde

$$V_{r01max} = V_{r1max} (1 + \lambda) \quad (6.6)$$

În aceasta, pentru  $P_{d2lim}$  se folosește  $P_{dMAX0}$  dacă tranzistorul  $T_2$  nu are radiator,  $P_{d2max}$  dacă  $T_2$  are radiator separat sau puterea din membrul drept al relației (6.3) ori (6.4) în cazul radiatorului comun, după caz. Protecția de acest gen are șanse de reușită dacă  $I_{sc} \geq 0,35 I_{lim}$  (valoare orientativă).



k) Se stabilește curentul de bază maxim al tranzistorului  $T_1$

$$I_{B1\max} = \frac{1}{\beta_{1\min}} \left( I_{lim} - \frac{V_{CE1\min}}{R_1} \right),$$

unde  $\beta_{1\min}$  reprezintă factorul minim de amplificare al curentului pentru tranzistorul  $T_1$

adoptat la curentul  $I_{lim} - \frac{V_{CE1\min}}{R_1}$

În cazul folosirii soluției din fig. 1.6.c sau 1.6.e, calculele de mai sus se fac pentru tranzistorul  $T'_1$ . Tranzistorul  $T''_1$  se va adopta pe baza condițiilor

$$I''_{CMAX} > 2I_{B1\max}$$

$$V''_{CE0} \geq I_{lim} R_1 - V_{BE1\max},$$

unde  $V_{BE1\max}$  este tensiunea pe joncțiunea emitoare a tranzistorului  $T'_1$  la curentul  $I_{B1\max}$

și  $P''_{dMAX0} > \frac{P_{d1\max}}{\beta_{1\min}}$

întrucât tranzistorul  $T''_1$  poate fi adoptat de tipul potrivit astfel încât să rămână fără radiator, cu  $P''_{dMAX0}$  stabilită la  $t_{amax}$ .

l) Se calculează puterea maximă disipată pe rezistența  $R_1$  (în vederea adoptării acesteia) cu relația

$$P_{R1\max} = I_{R1\max}^2 R_1,$$

unde curentul  $I_{R1\max}$  se stabilește după caz:

- egal cu  $I_{lim}$  dacă protecția prin limitare simplă este eficientă și la scurtcircuit, eventual cu dimensionarea radiatorului pentru  $P_{d2sc}$ ,
- egal cu valoarea cea mai mare dintre  $I_{sc}$  și curentul dat cu relația

$$I_{R1\max} = \frac{V_{r1\max} - V_{s\min} - V_{CE2\min} - V_{po}}{R_1},$$

dacă se utilizează protecție prin limitare de curent cu întoarcere,

- egal cu  $I_{R1\max}$ , dacă sursa nu se prevede cu protecție la scurtcircuit.

La adoptarea puterii nominale a rezistenței  $R_1$  se va ține cont și de temperatura maximă a mediului prin intermediul diagramei date în catalogul de rezistențe.

m) Se stabilește dacă trebuie folosită dioda  $D_1$ . Când sursa nu ajunge în regim de scurtcircuit, dioda  $D_1$  este necesară dacă se îndeplinește condiția:

$$V_{r1\max} - V_{s\min} - V_{BE1\max} - V_{CE2\min} > V_{EBo}, \quad (6.7)$$

unde:  $V_{EBo}$  reprezintă tensiunea inversă admisă a joncțiunii emitoare a tranzistorului  $T_1$  (5 sau 7 V la siliciu).

Dacă sursa poate ajunge în scurtcircuit și se prevede doar limitare de curent simplă, dioda  $D_1$  mai poate fi necesară când:

$$V_{s\min} - V_{po} - V_{BE1\max} - V_{CE2\min} > V_{EBo1}.$$



Când se prevede limitare de curent cu întoarcere, tensiunea inversă pe joncțiunea emitoare a lui  $T_1$  poate fi mai mare decât în cazurile precedente și dioda  $D_1$  este necesară când este îndeplinită una dintre condițiile (6.7) și (6.8) aceasta din urmă fiind:

$$V_{ro1max} - I_{sc}(R_{ir1} + R_1 + R_p) - V_{CE2min} - V_{BE1max} > V_{BE01} \quad (6.8)$$

Adoptarea tipului diodei  $D_1$  se face pe baza condiției ca aceasta să preia cea mai mare parte din tensiunea inversă care, în lipsa diodei  $D_1$ , apare pe joncțiunea emitoare a tranzistorului  $T_1$ . În acest scop, dioda  $D_1$  trebuie să aibă curentul invers  $I_0 \ll I_{EB0}$ , acesta din urmă fiind dat în catalog pentru tranzistorul adoptat.

n) Se determină tensiunea auxiliară  $V_{D2}$  minimă necesară

$$V_{D2min} = V_{D1max} + V_{BE1max} + V_{CE2min}$$

unde  $V_{D1max}$  se stabilește la curentul  $I_{B1max}$  și intervine numai în cazul în care dioda  $D_1$  este utilizată.

Când se utilizează dioda  $D_1$ , tensiunea  $V_{D2min}$  rezultă de ordinul 2,9...3,4V și poate fi realizată cu o diodă Zener potrivită. O tensiune de 3,2...3,3V se poate realiza și cu două diode LED în serie, dintre care una poate fi utilizată pe panoul aparatului spre a indica funcționarea sursei. O altă soluție de realizare a unei tensiuni  $V_{D2}$  potrivite constă în utilizarea unei superdiode.

O dispersie prea mare a tensiunii  $V_{D2}$  nu poate fi însă admisă, astfel că dioda  $D_2$  trebuie selectată cu o dispersie de cel mult 0,2V la un curent minim  $I_{D2min}$ .

Dacă dioda  $D_1$  nu este necesară, tensiunea  $V_{D2}$  rezultă de ordinul 2,0...2,4V și se poate realiza cu trei diode de siliciu (de curent redus, neselectate) în serie. O tensiune de 2,3...2,4V se poate realiza cu o diodă LED în serie cu o diodă de siliciu.

o) În cazul stabilizatorului cu element de reglare ca în fig.6.1, rezistența  $R_2$  se determină impunându-se pentru stabilizatorul auxiliar cu dioda  $D_2$  un coeficient de stabilizare minim:

$$S_{2min} = \frac{R_2 + r_{zm}}{r_{zm}} = 10...15$$

întrucât tensiunea  $V_{D2}$  nu trebuie să fie foarte bine stabilizată. Aici  $r_{zm}$  este rezistența dinamică a diodei  $D_2$  la curentul minim stabilit,  $I_{D2min}$ . Rezistența  $R_2$  se adoptă cu toleranță redusă pentru ca tensiunea  $V_{D2}$  să nu rezulte cu o dispersie mare. Se determină apoi curentul minim prin această rezistență

$$I_{R2min} = I_{B1max} + I_{B2max} + I_{D2min} \quad (6.9)$$

și tensiunea minimă  $V_{r2min}$  necesară

$$V_{r2min} = V_{D2min} + I_{R2min} R_2$$

Din aceasta se determină tensiunea nominală  $V_{r2}$  și tensiunea maximă  $V_{r2max}$  folosind aceleași relații ca și la calculul sursei  $V_{r1}$ .

Dacă tensiunea  $V_{r2}$  rezultă de valoare prea mare (peste 40V) și nu se mai poate reduce  $I_{R2min}$  prin sortarea tranzistoarelor cu  $\beta_{Min}$  mai ridicat, prin reducerea



curentului  $I_{D2min}$  și prin adoptarea unei diode cu  $r_z$  mai mic, este indicat să se utilizeze în locul tranzistorului  $T_1$  un tranzistor compus ca în fig.1.6.c sau 1.6.e. În acest caz se beneficiază și de posibilitatea montării pe radiator comun a tranzistoarelor  $T'_1$  și  $T_2$  fără izolare. Se reduce astfel substanțial  $I_{B1max}$  (în locul lui  $I_{B1max}$  intervine  $I'_{B1max}$  al tranzistorului  $T'_1$  care este de ordinul 1mA în cazul unui stabilizator pentru curent  $I_{smax}$  de câțiva amperi), dar calculele trebuie reluate de la început deoarece la tensiunea  $V_{CE1min}$  vine adunată tensiunea  $V_{BE}$  a tranzistorului  $T'_1$ .

În cazul stabilizatorului cu element de reglare de tipul celui din fig.1.6.e, rezistența  $R_2$  se determină cu relația

$$R_2 = \frac{V_{r1min} - V_{D2min}}{I_{R2min}} \quad (6.10)$$

și se normalizează cu toleranță redusă (2,5%). Și aici componenta  $I_{B1max}$  a curentului  $I_{R2min}$  devine neglijabilă dacă în locul tranzistorului  $T_1$  se utilizează un tranzistor compus ca cel din fig.1.6e.

p) Se verifică dacă dioda  $D_2$  adoptată poate suporta curentul maxim

$$I_{D2max} = I_{R2max} = \frac{V_{r2max} - V_{D2min} + r_z I_{D2min}}{R_2 + r_z} \quad (6.11)$$

cu  $V'_{r1max}$  (relația 6.6) în locul lui  $V_{r2max}$ , în cazul elementului cu reglare din fig.1.6d și 1.6e, care apare când stabilizatorul lucrează în gol. Aici se utilizează o valoare  $r_z$  medie, stabilită ca o medie între valorile  $r_{zm}$  de la curentul  $I_{D2min}$  și  $r_{zM}$  dată în catalog pentru zona normală de funcționare. În cazul unui curent  $I_{D2max}$  estimat la 75...200mA, rezistența dinamică medie este cu aproximație  $r_{zM}$ .

Se extrage din catalog curentul maxim al diodei stabilizatoare și se verifică îndeplinirea condiției  $I_{R2max} \leq I_{zMAX}$  când dioda  $D_2$  adoptată poate fi utilizată. În caz contrar este necesar să se adopte o diodă de curent mai mare. Această verificare este foarte importantă în cazul folosirii unei diode LED în  $D_2$ .

Se stabilește puterea disipată maximă pe rezistența  $R_2$

$$P_{R2max} = I_{R2max}^2 R_2$$

în vederea adoptării puterii ei nominale.

r) Se calculează puterea disipată maximă pe circuitul integrat LM723 (în regim de limitare de curent)

$$P_{dmaxCI} \cong I_{B2max} (V_{D2min} - V_{BE2max}) + 2,5 \cdot 10^{-3} V_{r1max}$$

cu  $V_{BE2max}$  stabilită la curentul  $I_{B2max}$ .

Această putere nu va atinge în nici un caz limita admisă pentru circuitul integrat dacă temperatura maximă a mediului nu depășește cca 100°C. În regim de scurtcircuit la ieșire, puterea disipată pe circuitul integrat nu o depășește pe cea de mai sus. Prin urmare, în schema calculată aici, circuitul integrat nu este solicitat la o putere disipată importantă și poate fi utilizat până la curenții lui maxim de ieșire (150 mA).



s) Se parcurg punctele i...s de la paragraful 3.2. La punctul i se folosește puterea  $P_{dmaxCI}$  de mai sus. La punctele k și l, ținând cont că circuitul integrat nu este solicitat la scurtcircuit, în loc de  $V_{pmin}$  se va lua tot  $V_p$ .

Dacă protecția prin limitare cu întoarcere nu reușește, este posibil ca protecția la scurtcircuit să se realizeze, așa cum s-a arătat la punctul i din acest paragraf, prin dimensionarea radiatorului pentru puterea  $P_{d2sc}$ . În cazul stabilizatoarelor de tipul celui din fig.6.2, curentul de dimensionare al redresorului este de ordinul  $I_{rmax} = I_{lim} + I'_{R2max}$ , unde:

$$I'_{R2max} = \frac{V_{rmax} - V_{D2min} + r_z I_{D2min}}{R_2 + r_z} \quad (6.12)$$

t) Se dimensionează, dacă este cazul, radiatorul pentru tranzistoarele elementului de reglare conform Anexei 1. Așa cum s-a arătat, pot să apară cazurile:

- un singur tranzistor are radiator de dimensiuni reduse ( $T_2$ ),
- ambele tranzistoare au radiatoare de dimensiuni reduse,
- tranzistoarele au un radiator comun, unul fiind izolat electric față de radiator,
- tranzistoarele au un radiator comun nefiind niciunul izolat față de radiator.

În ultimele cazuri radiatorul se dimensionează pe baza considerațiilor prezentate în introducere, în legătură cu relațiile (1.2) și (1.1). Cele două tranzistoare se vor monta cât mai aproape de centrul radiatorului iar atunci când capsulele sunt plate și au orificiu pentru șurub, ele se pot monta pe o față și alta a radiatorului în centru și se pot strânge cu același șurub.

Nu se dispune de un calcul al radiatorului pentru cazul montării excentrice a tranzistoarelor.

### 6.3. Exemplul de calcul 1

Se va dimensiona un stabilizator cu circuit integrat LM723, cu element de reglare cu două tranzistoare în serie de tip npn, care să furnizeze o tensiune 5...15 V la un curent de sarcină  $I_{smax} = 1A$ . Variația procentuală a rețelei ce alimentează redresorul este de -10%...+5% iar temperatura maximă a mediului:  $t_{amax} = 30^\circ C$ . În cazul în care limitarea de curent simplă nu protejează tranzistorul  $T_2$  în scurtcircuit, se va prevedea o limitare cu întoarcere. Tipul capsulei circuitului integrat este TO-116.

Varianta de circuit utilizată este cea din fig.6.1, cu divizarea atât a tensiunii de referință, cât și a tensiunii de ieșire.

Pulsațiile tensiunii redresate se admit  $V_{orm1} = 0,8V$ , iar tensiunea de la limita regiunii de saturație  $V_{CE1s} = 1V$ . Rezultă

$$V_{CE1min} = V_{CE1s} + V_{orm1} + 0,8 = 2,6V$$

(cu o rezervă de 0,8V față de saturație),

$$V_{CE2min} = V_{CE2s} + 0,5 = 1,5V$$



(cu o rezervă de 0,5V față de saturație). Cu acestea, considerând că nu e necesară o limitare de curent cu întoarcere

$$V_{rl\min} = V_{s\max} + V_{CE1\min} + V_{CE2\min} + V_{po} = 15 + 2,6 + 1,5 + 0,6 = 19,7V.$$

Rezultă apoi, cu o cădere relativă de tensiune  $\lambda = 0,1$ .

$$V_{rl} = \frac{V_{rl\min}}{1 - \frac{\Delta V_{ro-}}{V_{ro}}(1+\lambda)} = \frac{19,7}{1 - 0,1(1+0,1)} = 22,1V,$$

$$V_{rl\max} = V_{rl} \left[ 1 + \frac{\Delta V_{ro+}}{V_{ro}}(1+\lambda) \right] = 22,1[1 + 0,05(1+0,1)] = 23,3V,$$

$$V_{rol} \cong V_{rl}(1 + 1,5\lambda) = 22,1(1 + 1,5 \cdot 0,1) = 25,4V,$$

$$V_{rol\max} = V_{rol} \left( 1 + \frac{\Delta V_{ro+}}{V_{ro}} \right) = 25,4(1 + 0,05) = 26,7V,$$

care este mai mică decât 40V, cât suportă integratul LM723.

Rezistența de *by-pass* va fi calculată pentru curentul

$$I_{lim} = 1,075 I_{s\max} = 1,075 \cdot 1 = 1,075A$$

$$R_1 = \frac{V_{rl\max} - V_{s\min}}{I_{lim}} = \frac{23,3 - 5}{1,075} = 17\Omega,$$

a cărei putere nominală și mod de realizare se vor stabili ulterior.

Tensiunea maximă pe care trebuie să o suporte tranzistoarele este

$$V_{CE2\max} = V_{rol\max} - V_{ch\min} = 26,7 - 5 = 21,7V$$

Iar puterile disipate

$$P_{d1\max} = \frac{I_{lim}^2 R_1}{4} = \frac{(1,075)^2 \cdot 17}{4} = 4,93W,$$

în situația când

$$P_{d2} = I_{lim} V_{CE2\min} = 1,075 \cdot 1,5 = 1,61W.$$

Rezistențele  $R_{ir1}$  și  $R_p$  sunt

$$R_{ir1} = \frac{\lambda V_{rl}}{I_{lim}} = \frac{0,1 \cdot 22,1}{1,075} = 2,06\Omega$$

$$R_p = \frac{V_{po}}{I_{lim}} = \frac{0,6}{1,075} = 0,56\Omega \quad (\text{valoare provizorie}).$$

Cu aceasta puterea disipată maximă pe tranzistorul  $T_2$  este

$$P_{d2\max} = \frac{I_{lim}^2 (R_1 + R_{ir1} - R_p)}{4} = \frac{1,075^2 (17 + 2,06 - 0,56)}{4} = 5,35W.$$

Se adoptă tranzistoarele de tipul BD533 [17], care au următoarele mărimi

$$I_{C\max} = 8A > 2I_{lim} = 2 \cdot 1,075A = 2,15A$$



$$V_{CE0} = 40V > V_{CE2max} = 21,7V,$$

și având la  $t_{amax} = 30^\circ C$ ,  $t_{jMAX} = 150^\circ C$ ,  $R_{thja} = 70^\circ C/W$ ,  $P_{dMAX0} = 1,7W$ , tranzistoarele vor necesita radiatoare. Ele pot fi utilizate deoarece, cu un radiator neexagerat:

$$P_{dMAXr25} = 0,35P_{tot} = 0,35 \cdot 50 = 17,5W,$$

iar la  $t_{amax} = 30^\circ C$

$$P_{dMAXr} = P_{dMAXr25} \frac{t_{jMAX} - t_{amax}}{t_{jMAX} - 25} = 17,5 \frac{150 - 30}{150 - 25} \approx 16,8W,$$

care este mai mare decât  $P_{d2max} = 5,35W$ .

Pentru cele două tranzistoare se va folosi un radiator comun cu izolarea tranzistorului  $T_2$  față de radiator. Factorul de amplificare minim al acestui tip de tranzistor, la curent de  $1,075A$  rezultă din diagrama din fig.6.3 și este  $\beta_{Mmin} = 30$ , iar circuitul integrat LM723 se poate utiliza deoarece

$$I_{B2max} = \frac{I_{lim}}{\beta_{Mmin}} = \frac{1,075 \cdot 10^3}{30} = 35,8mA < 150mA.$$

În regim de scurtcircuit

$$P_{d2sc} = I_{lim} (V_{smin} - V_{po}) = 1,075(5 - 0,6) = 4,73W$$

și deoarece atât  $P_{d2max} = 5,35W$  cât și

$$(P_{d1max} + P_{d2}) \frac{t_{jMAX} - t_{amax}}{t_{jMAX} - t_{amax} + P_{d2} R_{thj2} + P_{d1max} R_{th1}} = (4,93 + 1,61) \frac{150 - 30}{150 - 30 + 1,61 \cdot 9 + 4,93 \cdot 3,5} = 5,17W$$

sunt mai mari decât  $P_{d2sc}$ , nu este necesară o protecție specială la scurtcircuit. S-a folosit, deci, aici rezistența termică (vezi Anexa 1, pentru arie de contact de cca.  $80 mm^2$ ):

$$R_{thj2} = R_{thjc} + R_{ther} + R_{th1} \approx 2,5 + 3 + 3,5 = 9^\circ C/W.$$

Curentul de bază maxim al tranzistorului  $T_1$  este

$$I_{B1max} = \frac{1}{\beta_{min}} \left( I_{lim} - \frac{V_{CE1min}}{R_1} \right) = \frac{1}{30} \left( 1,075 - \frac{2,6}{17} \right) 10^3 = 30,7mA.$$

Întrucât protecția cu limitare simplă este eficientă și la scurtcircuit se poate stabili puterea disipată pe rezistența  $R_1$

$$P_{R1max} = I_{lim}^2 R_1 = 1,075^2 \cdot 17 = 19,7W.$$

Rezistența  $R_1$  se poate confecționa din 3 rezistențe de  $51\Omega/7W \pm 2,5\%$  conectate în paralel.

Este necesar să se utilizeze dioda  $D_1$  deoarece condiția (6.7) dă

$$V_{folmax} - V_{smin} - V_{BE2max} - V_{CE2min} = 26,7 - 5 - 0,8 - 1,5 = 19V,$$

care este mai mare decât tensiunea  $V_{BE0} = 5V$  a tranzistoarelor. Aici  $V_{BE1max}$  s-a apreciat pe baza caracteristicii  $V_{BEsat} = f(I_C)$  a tranzistorului, dată în catalog [17].



Dioda  $D_1$  poate fi o diodă de siliciu de uz general sau de comutație, cu curent invers redus. Întrucât tranzistorul BD533 are la  $t_j=25^\circ\text{C}$  și o tensiune inversă de 5V un curent  $I_{\text{EBO}}$  de ordinul câtorva sute de  $\mu\text{A}$ , se poate folosi o diodă cu curent  $I_R < 100 \text{ nA}$ . Se va utiliza dioda de comutație 1N4447 cu  $I_R=25 \text{ nA}$  la  $t_j=25^\circ\text{C}$  și tensiunea inversă maximă de 75 V ( $>19\text{V}$ ). Se poate aprecia tensiunea  $U_{D1\text{max}} \approx 0,85\text{V}$  la curentul  $I_{B1\text{max}}=30,7\text{mA}$ .

Tensiunea auxiliară va fi deci

$$V_{D2\text{min}} = V_{D1\text{max}} + V_{BE1\text{max}} + V_{CE2\text{min}} = 0,8 + 0,8 + 1,5 = 3,15\text{V}.$$

Se adoptă o diodă  $D_2$  de tipul BZX85C3V3 care are la curenți mici o caracteristică tipică de forma dată în fig. 6.4. Aceasta prezintă o tensiune Zener de 3,1V la curentul  $I_{D2\text{min}}=10 \text{ mA}$ . Rezistența dinamică a diodei într-un punct cu curent apropiat de  $I_{D2\text{min}}$  este

$$r_{zm} = \frac{\Delta u_z}{\Delta i_z} = \frac{200\text{mV}}{10\text{mA}} = 20\Omega,$$

iar la curent mai mare rezistența dinamică este  $r_{zM}=7\Omega$  [17].

Se impune un coeficient de stabilizare  $S_{2\text{min}}=12$  și rezultă  $\frac{R_2+r_{zm}}{r_{zm}}=12$ , din care, pentru  $r_{zm}=20\Omega$ , se obține  $R_2=220\Omega$  (valoare normalizată cu toleranța  $\pm 5\%$ ).

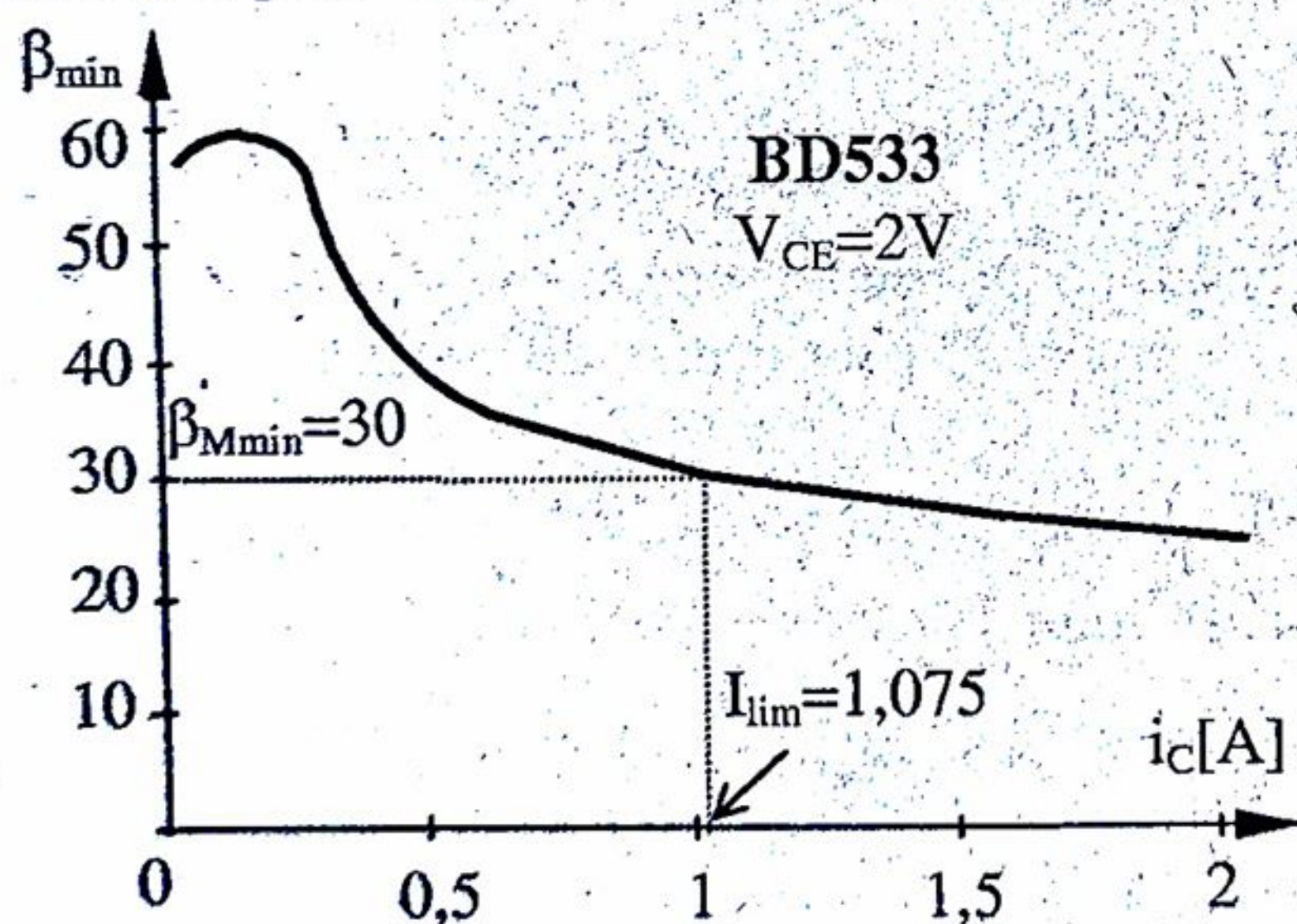


Fig. 6.3. Amplificarea de curent a lui BD533.

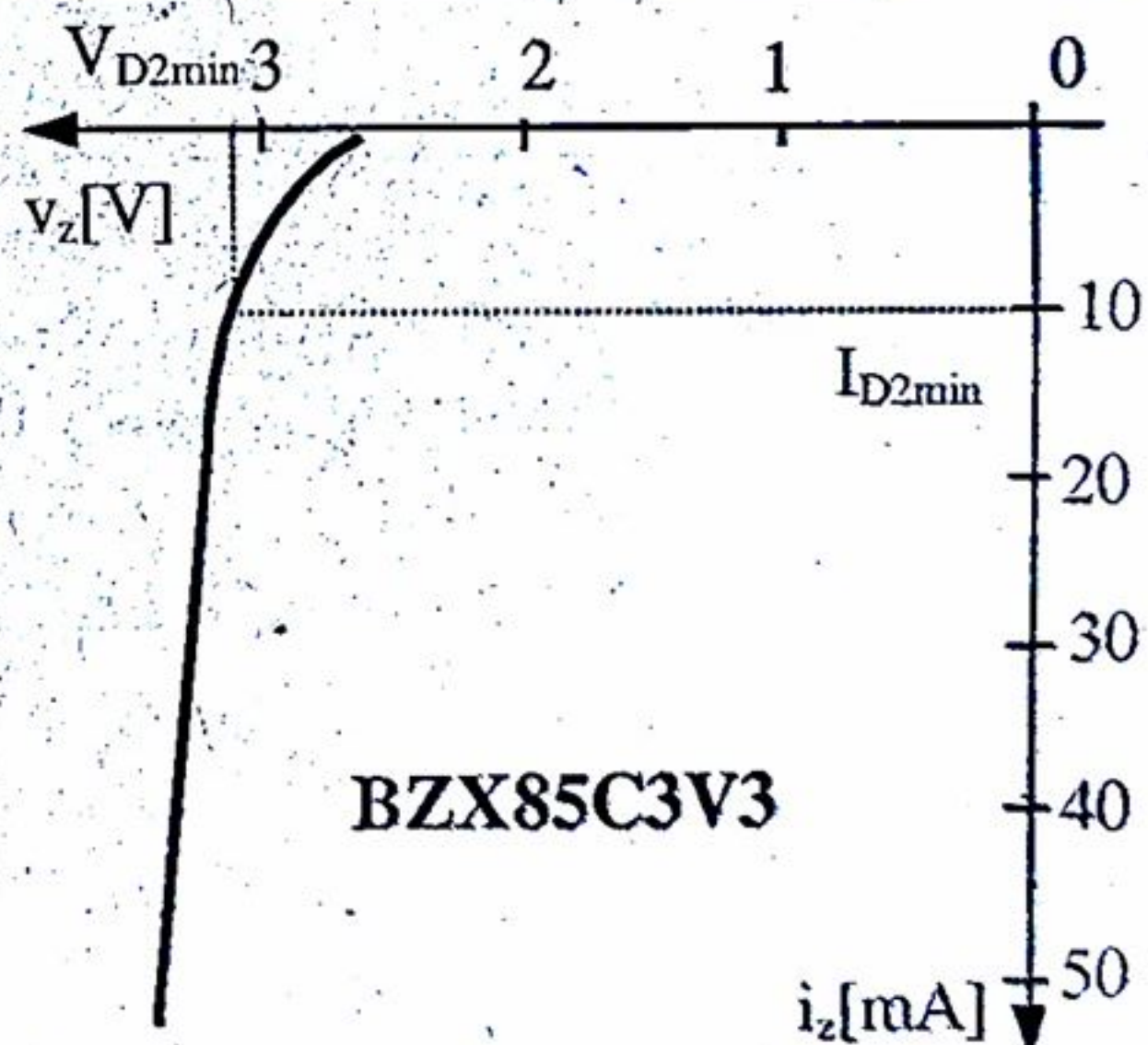


Fig. 6.4. Caracteristica  $v-i$  a diodei Z.

Curentul minim necesar a se asigura prin rezistența  $R_2$  este

$$I_{R2\text{min}} = I_{B1\text{max}} + I_{B2\text{max}} + I_{D2\text{min}} = 30,7 + 35,8 + 10 = 76,5\text{mA}.$$

Tensiunea minimă necesară pentru sursa auxiliară va fi

$$V_{r2\text{min}} = V_{D2\text{min}} + I_{R2\text{min}} R_2 = 3,3 + 0,0765 \cdot 220 = 20,7\text{V}.$$

Tensiunile  $V_{r2}$  și  $V_{r2\text{max}}$  se determină cu relațiile



$$V_{r2} = \frac{V_{r2min}}{1 - \frac{\Delta V_{ro-}}{V_{ro}}(1+\lambda)} = \frac{20,7}{1 - 0,1(1+0,1)} = 23,3V,$$

$$V_{r2max} = V_{r2} \left[ 1 + \frac{\Delta V_{ro+}}{V_{ro}}(1+\lambda) \right] = 23,3 \cdot [1 + 0,05(1+0,1)] = 24,7V.$$

Rezistența dinamică medie a diodei  $D_2$  va fi  $r_z = \frac{r_{zM} + r_{zN}}{2} = \frac{20+7}{2} = 13,5\Omega$

Curentul maxim prin dioda  $D_2$  este

$$I_{D2max} = \frac{V_{r2max} - V_{D2min} + r_z I_{D2min}}{R_2 + r_z} = \frac{24,7 - 3,3 + 13,5 \cdot 10 \cdot 10^{-3}}{220 + 13,5} = 92mA.$$

Se constată că dioda Zener adoptată suportă curentul  $I_{D2max}$  deoarece curentul  $I_{ZMAX} = 320mA$ .

Puterea disipată maximă pe rezistența  $R_2$  va fi

$$P_{R2max} = I_{D2max}^2 \cdot R_2 = (0,092)^2 \cdot 220 = 1,87W.$$

Se adoptă o rezistență normalizată de  $220\Omega / 2W$ .

Puterea disipată maximă pe circuitul integrat este

$$P_{dmaxCI} = I_{B2max} (V_{D2min} - V_{BE2max}) + 2,5 \cdot 10^{-3} V_{r1max} = 35,7(3,15 - 0,85) + 2,5 \cdot 10^{-3} \cdot 23,3 = 138mW,$$

cu  $V_{BE2max}$  apreciat conform catalogului la curentul maxim  $I_{lim}$  [17].

Temperatura maximă a plachetei circuitului integrat va fi

$$t_{jmax} = t_{amax} + P_{dmaxCI} R_{thja} = 30 + 0,138 \cdot 200 = 58^\circ C.$$

Se remarcă avantajul deosebit al acestui tip de stabilizator în ceea ce privește încărcarea slabă cu putere a circuitului integrat.

Tensiunea  $V_p$  exactă va fi

$$V_p = 0,7 - 1,7 \cdot 10^{-3} \cdot 58 = 0,602V,$$

cu care valoarea finală a rezistenței de protecție va fi

$$R_p = \frac{V_p}{I_{lim}} = \frac{0,602}{1,075} = 0,56\Omega.$$

Se adoptă o rezistență de  $0,56\Omega \pm 2,5\%$  de  $1W$ .

Divizarea tensiunii  $V_s$  și a tensiunii  $V_{ref}$  se va face ca în fig.3.5 și calculul va da același rezultat ca în exemplul de dimensionare din paragraful 4.3 pentru

$$V_{lmax} = V_{smin} = 5V,$$

rezultă  $R'_1 = 2,37k\Omega \pm 1\%$  și  $R'_2 = 4,99k\Omega \pm 1\%$ ,  $P = 5k\Omega$ ;  $R_1 = 0$ ,  $R_2 = 1,82k\Omega \pm 2\%$

Condensatorul  $C_e$  se adoptă în gama

$$C_e = (0,1 \dots 0,5) I_{smax} [mA] = (0,1 \dots 0,5) 1000 = 100 \dots 500 [\mu F].$$

Se admite un condensator de  $220\mu F$  cu tensiunea nominală de  $25V$ , iar  $C_c$  și  $C_1$  se adoptă de  $100nF$ .



Radiatorul comun pentru cele două tranzistoare (cu  $T_2$  izolat față de radiator) se dimensionează pentru a se realiza o rezistență termică cu valoarea

$$R_{thra} = \text{valoarea minimă dintre} \begin{cases} R_{ra1} \text{ (dată de relația 1.1)} \\ R_{ra2} \text{ (dată de relația 1.2)} \end{cases}$$

având

$$R_{thra1} = \frac{t_{jMAX} - t_{amax} - P_{d1max} R_{thjrl}}{P_{d1max} + P_{d2}} = \frac{150 - 30 - 4,93 \cdot 5,5}{4,93 + 1,61} \approx 14,4^\circ\text{C/W}$$

$$R_{thra2} = \frac{t_{jMAX} - t_{amax}}{P_{d2max}} - R_{thjr2} = \frac{150 - 30}{5,35} - 9 \approx 13,4^\circ\text{C/W}$$

unde

$$R_{thjrl} = R_{thjc} + R_{thcr} = 2,5 + 3 = 5,5^\circ\text{C/W}$$

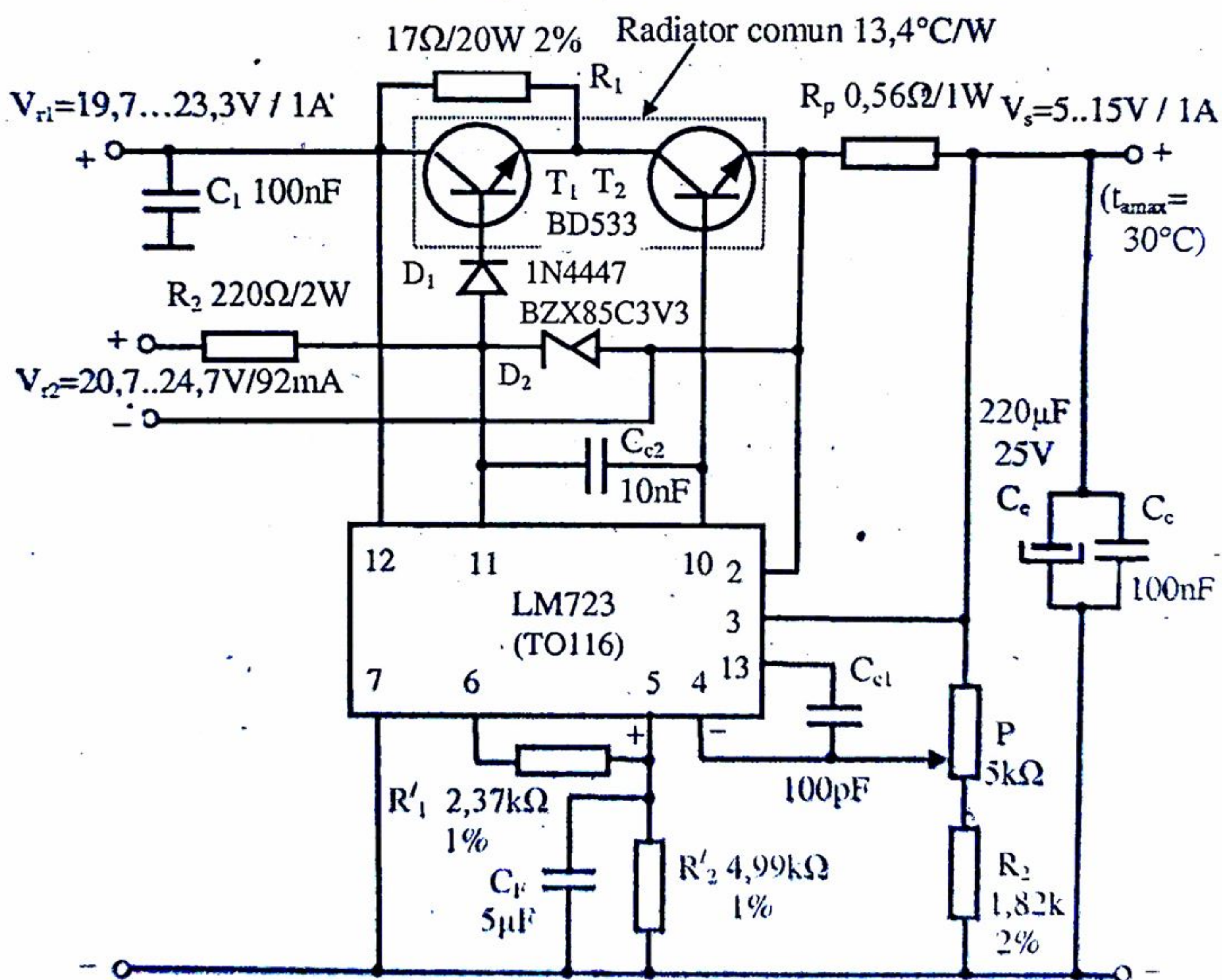


Fig.6.5. Stabilizator de tensiune de 5...15V/1A cu 2 tranzistoare externe npn cu radiator redus folosind regulator integrat LM723.



Suprafața (dimensiunea) radiatorului se calculează cu  $R_{ra2} = 13,4^{\circ}\text{C/W}$ , lăsându-se o rezervă. Pentru această valoare a rezistenței termice rezultă un radiator de dimensiuni reduse. Tranzistoarele se pot monta central, pe cele două fețe, izolându-se  $T_2$  față de radiator și față de șurubul comun de strângere (cu foiță mică de 0,1...0,2 mm grosime, tub izolator introdus pe șurub și șaibă izolatoare). Schema finală a stabilizatorului este dată în fig.6.5.

#### 6.4. Exemplul de calcul 2

Se va dimensiona un stabilizator cu element de reglare de tipul dat în fig.6.2, care trebuie să furnizeze o tensiune fixă de 5 V la curentul de sarcină maxim de 1,8A. Variația procentuală a rețelei ce alimentează redresorul se consideră  $\pm 10\%$  iar  $t_{amax} = 35^{\circ}\text{C}$ . Este necesară protejarea sursei la scurtcircuit în sarcină. Se utilizează o capsulă TO-116.

Pulsația tensiunii redresate se estimează cu ajutorul relației (2.3):

$$V_{orm} = \frac{0,1I_{smax}(5+V_s)}{1+0,05V_s} = \frac{0,1 \cdot 1,6(5+5)}{1+0,05 \cdot 5} \approx 1,45\text{V}$$

Se adoptă  $v_{orm} = 1,5\text{V}$ .

Tensiunile minime pe tranzistoare sunt

$$V_{CE1min} = V_{CE1s} + v_{orm} + 0,8 = 1,1 + 1,5 + 0,8 = 3,4\text{V}$$

$$V_{CE2min} = V_{CE2s} + 0,5 = 1,1 + 0,5 = 1,6\text{V}$$

Deci tensiunea minimă de alimentare, în cazul unei protecții cu limitare simplă de curent, va fi

$$V_{rmin} = V_s + V_{CE1min} + V_{CE2min} + V_{po} = 5 + 3,4 + 1,6 + 0,6 = 10,6\text{V}$$

Întrucât această tensiune este mai mică decât valoarea minimă necesară la intrarea circuitului integrat LM723, și anume  $9,5 + v_{orm}$ , trebuie să se adopte:

$$V_{rmin} = 9,5 + v_{orm} = 9,5 + 1,5 = 11\text{V}$$

Aceasta face ca diferența de 0,4V să apară în plus în tensiunea  $V_{CE1min}$ , care devine 3,8V.

Pentru o cădere relativă de tensiune pe rezistența internă a redresorului  $\lambda = 0,1$ , rezultă

$$V_r = \frac{V_{rmin}}{1 - \frac{\Delta V_{ro-}}{V_{ro}}(1+\lambda)} = \frac{11}{1 - 0,1(1+0,1)} = 12,4\text{V}$$

$$V_{rmax} = V_r \left[ 1 + \frac{\Delta V_{ro+}}{V_{ro}}(1+\lambda) \right] = 12,4[1 + 0,1(1+0,1)] = 13,8\text{V}$$



$$V_{ro\max} = V_r(1+1,5\lambda) \left( 1 + \frac{\Delta V_{ro+}}{V_{ro}} \right) = 12,4(1+1,5 \cdot 0,1)(1+0,1) \approx 15,7V.$$

Cu  $I_{lim} = 1,05 I_{smax} = 1,05 \cdot 1,8 \approx 1,89A$ ,  
rezistența de *by-pass* va fi:

$$R_1 = \frac{V_{rmax} - V_s}{I_{lim}} = \frac{13,8 - 5}{1,89} \approx 4,66\Omega.$$

Tensiunea maximă ce trebuie suportată de tranzistoare este redusă și nu mai trebuie calculată iar puterile disipate sunt

$$P_{d1max} = \frac{I_{lim}^2 R_1}{4} = \frac{1,89^2 \cdot 4,56}{4} = 4,15W,$$

în timp ce pe  $T_2$  se disipă puterea

$$P_{d2} = I_{lim} V_{CE2min} = 1,89 \cdot 1,6 = 3,02W.$$

Având

$$R_{ir} = \frac{\lambda V_r}{I_{lim}} = \frac{0,1 \cdot 12,4}{1,89} = 0,656\Omega$$

$$R_p = \frac{V_{po}}{I_{lim}} = \frac{0,6}{1,89} = 0,317\Omega \quad (\text{valoare provizorie})$$

rezultă și puterea disipată

$$P_{d2max} = \frac{I_{lim}^2 (R_1 + R_{ir} - R_{po})}{4} = \frac{1,89^2 (4,66 + 0,656 - 0,317)}{4} = 4,46W.$$

Se adoptă tranzistoare pnp de tipul MJ2955 [17] cu mărimile limită:  
 $I_{Cmax} = 15A$ ;  $V_{CE0} = 60V$ ;  $V_{EB0} = 7V$ ;  $t_{jmax} = 200^\circ C$  și cu datele (pentru capsula T03)  
 $R_{thjc} \approx 1,17^\circ C/W$ ,  $R_{thca} = 30^\circ C/W$ ,  $R_{thcr} \approx 0,5^\circ C/W$  [5]. Calculând la  $t_a = 35^\circ C$ :

$$P_{dMAX0} = \frac{t_{jMAX} - t_{amax}}{R_{thjc} + R_{thca}} = \frac{200 - 35}{1,17 + 30} = 5,3W,$$

rezultă că deocamdată tranzistoarele nu necesită radiatoare.

Se determină curentul

$$I_{B2max} = \frac{I_{lim}}{\beta_{2min}} = \frac{1,89}{32} \approx 59mA < 150mA,$$

cu factorul de amplificare citit la curentul  $I_{lim}$  din diagrama prezentată în fig.6.6. Deci circuitul integrat LM723 poate fi utilizat în acest stabilizator.

În regim de scurtcircuit puterea disipată maximă pe tranzistorul  $T_2$  este

$$P_{d2sc} = I_{lim} (V_s - V_{po}) = 1,89(5 - 0,6) = 8,32W,$$

care se compară cu puterea disipată maximă fără radiator  $P_{dMAX0} = 5,3W$ . Întrucât ultima este mai mică decât  $P_{d2sc}$ , rezultă că limitarea simplă nu asigură protecția la



scurtcircuit și este necesară o limitare cu întoarcere.

Aceasta impune reluarea calculelor întrucât la tensiunea  $V_{rmin}$ , în loc de  $V_{po}=0,6V$  trebuie introdusă tensiunea  $V_{pio}$ , de exemplu, de  $1,2V$ . Refăcând calculele cu aceasta, rezultă  $V_{rmax} \cong 14V$ ;  $R_l=4,76\Omega$ ,  $R_{ir}=0,667\Omega$  iar tensiunea

$$V'_{romax} = V_{rmax} (1+\lambda) = 14(1+0,1) = 15,4V.$$

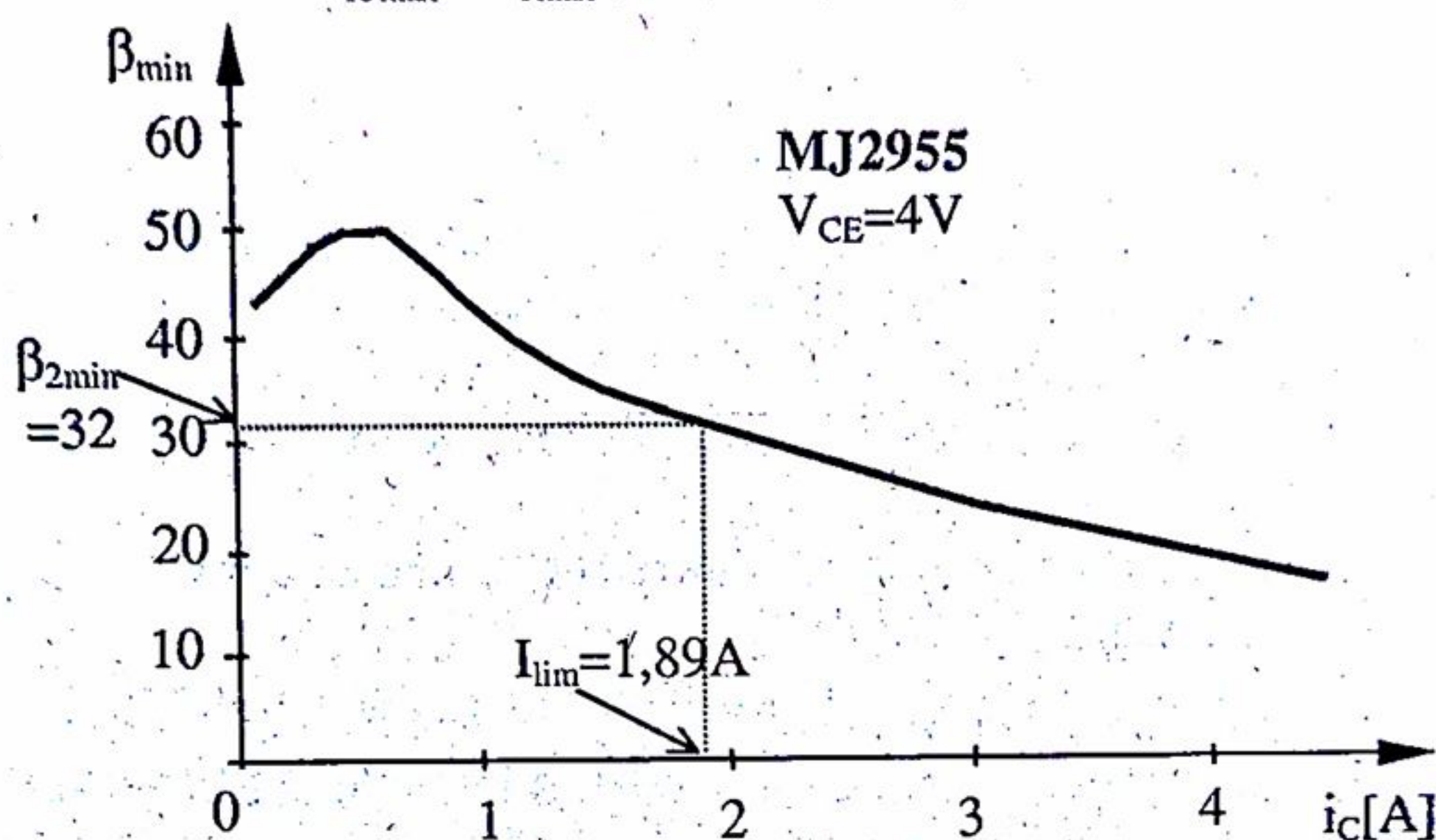


Fig.6.5. Amplificarea de curent a tranzistorului MJ2955.

Prin tranzistorul  $T_2$  se poate admite în scurtcircuit curentul dat de relația (6.5).

$$I_{sc} \leq \frac{(15,4-0,6) - \sqrt{(15,4-0,6)^2 - 4(0,667+4,76)5,3}}{2(0,667+4,76)} \cong 0,425A,$$

unde drept  $P_{d2lim}$  s-a folosit puterea  $P_{dMAX0}$ . Întrucât acest curent este sensibil mai mic decât  $0,35 \cdot I_{lim} \cong 0,67A$ , protecția prin limitare de curent cu întoarcere nu poate reuși.

În această situație, o soluție acceptabilă pare să fie aceea de impunere a unui curent  $I_{sc}$  mai mare, de exemplu  $I_{sc}=0,8A$  și de prevedere a unui radiator pentru tranzistorul  $T_2$  (care suportă putere mare în scurtcircuit), calculat pentru puterea disipată  $P_{d2lim}$  obținută din relația (6.5). Astfel

$$P_{d2lim} = I_{sc} [V'_{romax} - V_p - I_{sc}(R_{ir} + R_l)] = 0,8[15,4 - 0,6 - 0,8(0,667 + 4,76)] \cong 8,45W.$$

care este însă apropiată de  $P_{d2sc}$ . În consecință, protecția prin limitare de curent cu întoarcere nu prezintă interes și pentru asigurarea protecției la scurtcircuit a stabilizatorului, impusă în enunț, se va păstra limitarea simplă de curent și se va dimensiona un radiator numai pentru tranzistorul  $T_2$ , care să permită disiparea puterii  $P_{d2sc}=8,32W$ . Calculând rezistența termică a acestuia, conform Anexei A1, rezultă  $R_{thra}=18^\circ C/W$ , care se reduce pentru siguranță la  $16^\circ C/W$ . Acest radiator nu este mare și, oricum, el este mult mai mic decât cel necesar într-o sursă stabilizată similară cu un singur tranzistor extern (sursa obișnuită). În plus, într-o astfel de sursă, circuitul integrat LM723 nu rezistă la scurtcircuit.



Se stabilește curentul

$$I_{B1max} = \frac{1}{\beta_{1min}} \left( I_{lim} - \frac{V_{CE1min}}{R_1} \right) = \frac{1}{42} \left( 1,89 - \frac{3,8}{4,66} \right) = 0,0252A = 25,5mA ,$$

cu  $\beta_{1min}$  citit pe graficul din fig.6.6 la curentul dat de paranteza din însăși această relație ( $\cong 1A$ ).

Puterea disipată maximă pe rezistența  $R_1$  este

$$P_{R1max} = I_{lim}^2 R_1 = 1,89^2 \cdot 4,66 = 16,6W .$$

O rezistență  $R_1 \cong 4,66\Omega / 20W$  se poate realiza combinând 4 rezistențe bobinate de  $4,7\Omega / 5W$  (două grupe înseriate de câte două rezistențe în paralel). Temperatura maximă a mediului fiind doar de  $35^\circ C$ , rezerva de putere asigurată mai sus permite să se evite corectarea puterii nominale a rezistențelor în funcție de temperatura  $t_a$ .

La funcționare în gol a stabilizatorului rezultă o tensiune inversă pe joncțiunea emitoare a lui  $T_1$  considerând  $V_{BE1max} = 0,9V$

$$V_{ro max} - V_s - V_{BE1max} - V_{CE2min} = 15,7 - 5 - 0,9 - 1,6 = 8,2V > V_{EBo} = 7V ,$$

și este necesară dioda de protecție  $D_1$ , care se poate adopta de tipul 1N4447.

Tensiunea auxiliară necesară va fi

$$V_{D2min} = V_{D1max} + V_{BE1max} + V_{CE2min} = 0,8 + 0,9 + 1,6 = 3,3V ,$$

unde s-a considerat  $V_{D1max} = 0,8V$  pentru dioda 1N4447. Tensiunea  $V_{D2min}$  se poate obține cu o diodă de tip BZX85C3V3 (cu  $P_{dMAX} = 1,3W$ ) la curentul  $I_{D2min} = 10mA$ .

Curentul minim prin rezistența  $R_2$  (fig.6.2) este

$$I_{R2min} = I_{B1max} + I_{B2max} + I_{D2min} = 25,5 + 59 + 10 = 94,5mA ,$$

iar rezistența

$$R_2 = \frac{V_{rmin} - V_{D2min}}{I_{R2min}} = \frac{11 - 3,3}{0,0945} = 81,5\Omega .$$

Se normalizează  $R_2$  la  $82,5\Omega \pm 2,5\%$ .

Tensiunea în gol de calcul maximă (relația 6.6) este

$$V'_{ro max} = V_{rmax} (1 + \lambda) = 13,8(1 + 0,1) \cong 15,2V$$

Curentul maxim prin dioda  $D_2$  și rezistența  $R_2$  este

$$I_{D2max} \cong I_{R2max} = \frac{V'_{ro max} - V_{D2min} + r_z I_{D2min}}{R_2 + r_z} = \frac{15,2 - 3,3 + 7 \cdot 0,01}{82,5 + 7} = 0,138A ,$$

unde s-a folosit rezistența dinamică medie a diodei stabilizatoare  $r_z \cong r_{zM} = 7\Omega$  [17]. Se extrage  $I_{zMAX}$  pentru dioda Zener din catalog [17] și se verifică inegalitatea  $I_{D2max} < I_{zMAX} = 320mA$ .

Puterea disipată maximă a rezistenței  $R_2$  va fi

$$P_{R2max} = I_{R2max}^2 R_2 = 0,138^2 \cdot 82,5 = 1,57W ,$$

și se adoptă o rezistență cu peliculă de carbon, cu o putere nominală de 2W.



Puterea disipată maximă pe circuitul integrat, admitând  $V_{BE2max}=1,1V$ , este  
 $P_{dmaxCI} \cong I_{B2max} (V_{D2min} - V_{BE2max}) + 2,5 \cdot 10^{-3} V_{rmax} = 59(3,3-1,1) + 2,5 \cdot 10^{-3} \cdot 13,8 = 165mW$ ,  
 care este sensibil mai mică decât puterea disipată maximă a integratului.

Temperatura maximă a joncțiunilor circuitului integrat este

$$t_{jmax} = t_{amax} + P_{dmax} R_{thja} = 30 + 0,165 \cdot 200 \cong 63^{\circ}C$$

pentru care tensiunea de protecție

$$V_p = 0,7 - 1,7 \cdot 10^{-3} \cdot t_{jmax} = 0,7 - 1,7 \cdot 10^{-3} \cdot 63 = 0,593V$$

Rezultă pentru limitarea simplă de curent adoptată

$$R_p = \frac{V_p}{I_{lim}} = \frac{0,593}{1,89} \cong 0,314\Omega$$

care trebuie să aibă o putere disipată mai mare decât

$$P_{dRp} = V_{po} I_{lim} = 0,593 \cdot 1,89 \cong 1,12W$$

deci se adoptă de  $0,316 \pm 2,5\% / 2W$ .

Situația din circuitele tensiunii de referință și de intrare la amplificatorul integratului va fi cea din fig.3.3. Calculul rezistențelor se efectuează cu relațiile (3.10), notând pe  $R_1$  și  $R_2$  cu  $R'_1$  și  $R'_2$ . Rezultă  $P=0,5k\Omega$  și  $R'_1=2,74k\Omega \pm 2\%$ ,  $R'_2=6,65k\Omega \pm 1\%$ . Rezistența de la intrarea inversoare se determină cu relația

$$R_3 = \left( R'_1 + \frac{P}{2} \right) \parallel \left( R'_2 + \frac{P}{2} \right) = \left( 2,74 + \frac{0,5}{2} \right) \parallel \left( 6,65 + \frac{0,5}{2} \right) \cong 2,1k\Omega$$

și se normalizează la  $2k\Omega \pm 5\%$ .

Pentru ca stabilizatorul să funcționeze corect și în gol, se va folosi la ieșire o rezistență de balast care să consume un curent

$$I_b \cong \frac{1}{100} I_{smax} \cong 18mA$$

Deci

$$R_b = \frac{V_s}{I_b} = \frac{5}{18} = 0,278k\Omega$$

Se adoptă  $R_b=270\Omega \pm 5\%$ , de putere redusă.

La ieșire se vor utiliza un condensator electrolitic  $C_e=470\mu F/10V$  și un condensator ceramic  $C_c$  de  $100nF/25V$ . La intrare se conectează un condensator ceramic  $C_1=100nF/25V$ . Celelalte condensatoare au valorile tipice.

Schema completă a stabilizatorului este dată în fig.6.7.

Redresorul se dimensionează pentru un curent maxim

$$I_{rmax} = I_{lim} + I'_{R2max} = I_{lim} + \frac{V_{rmax} - V_{D2min} + r_z I_{D2min}}{R_2 + r_z} = 1,89 + \frac{13,8 - 3,3 + 7 \cdot 0,01}{82,5 + 7} = 2,02A$$



Celelalte date pentru calculul redresorului sunt:  $V_f=12,4V$ ;  $\lambda=0,1$  ( $R_{if}=0,656\Omega$ ),  $V_{orm}=1,5V$  ( $3V_{vv}$ ).

Stabilizatorul reproduce performanțele tipice deosebit de bune ale regulatorului LM723.

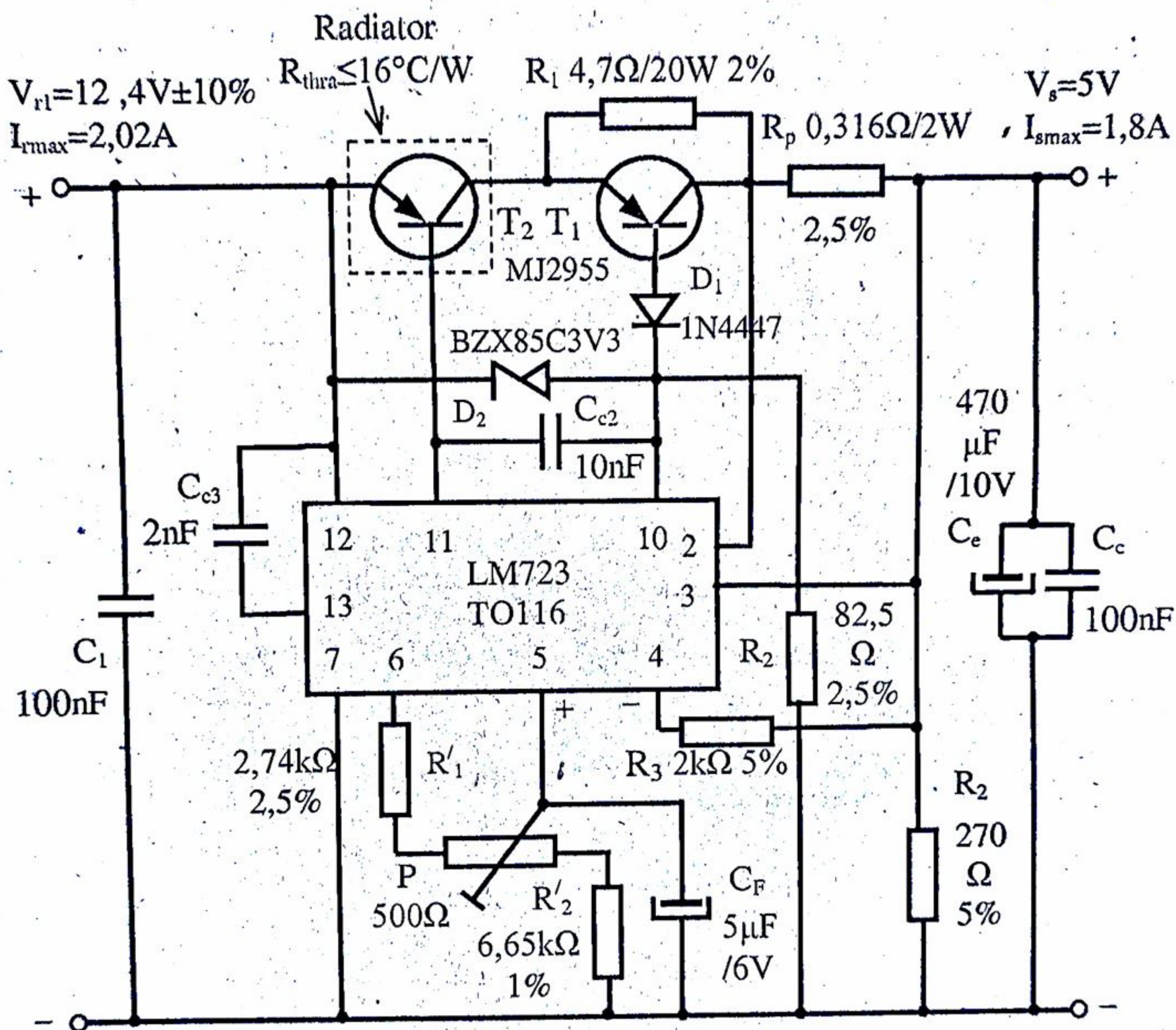


Fig. 6.7. Stabilizator de tensiune 5V / 1,8A cu două tranzistoare externe pnp cu radiator redus și regulator integrat LM723.



## CAPITOLUL 7

# STABILIZATOR DE TENSIUNE CU AJUSTARE DE LA ZERO, CU CIRCUITE INTEGRATE LM723 ȘI DOUA TRANZISTOARE EXTERNE ÎN SERIE

## 7.1. Prezentarea schemei

Pentru ajustarea de la zero a tensiunii stabilizate, când intrarea inversoare a amplificatorului de eroare ajunge și ea la potențialul 0 (pentru tensiune pe sarcină zero), este necesar ca intrarea neinversoare a amplificatorului să fie legată la bara cu potențialul 0 (fig.7.1) [20]. Aceasta impune legarea terminalului "Măsă" al circuitului integrat LM723 la un potențial negativ, de cel puțin  $-2V$  și cel mult  $-7,35V$ , realizat cu un al doilea stabilizator.

Dacă tensiunea stabilizată maximă impusă de sarcină nu depășește cca  $24V$  pentru cazul utilizării elementului de reglare cu un singur tranzistor extern și cca  $21V$  pentru cazul elementului de reglare cu două tranzistoare în serie, este indicată utilizarea unui stabilizator auxiliar de  $7,15 \pm 0,2V$  (aici intervine dispersia de fabricație a tensiunii de referință), care este mai simplu decât un stabilizator de tensiune de  $2...6,95V$  (fig.3.3). Acesta din urmă trebuie utilizat atunci când tensiunea stabilizată maximă depășește  $24V$ , respectiv  $21V$ .

În fig. 7.1 elementul de reglare poate fi cu un tranzistor extern npn sau cu două tranzistoare în serie, așa cum s-a arătat în aplicațiile din capitolele precedente. În ultimul caz, pentru a se evita o a treia sursă de alimentare, se recomandă folosirea variantei cu tranzistoare pnp (fig.6.2).

Cel de al doilea stabilizator utilizat în fig.7.1 va fi încărcat cu curent redus, dacă suma rezistențelor din divizor se adoptă de cel puțin câțiva  $k\Omega$ . Această valoare este suficient de mică spre a asigura, când stabilizatorul lucrează în gol, un curent minim prin elementul de reglare pentru ca acesta să funcționeze normal. Ținând cont de dispersia tensiunii de referință și de toleranța mare, inevitabilă, a rezistențelor variabile, în cazul unui produs de serie se prevede și  $R_d$  ajustabilă. Cu ajutorul acesteia, când cursorul lui P se află în poziția de jos, se ajustează la ieșire tensiunea  $V_{smax}$  dorită.



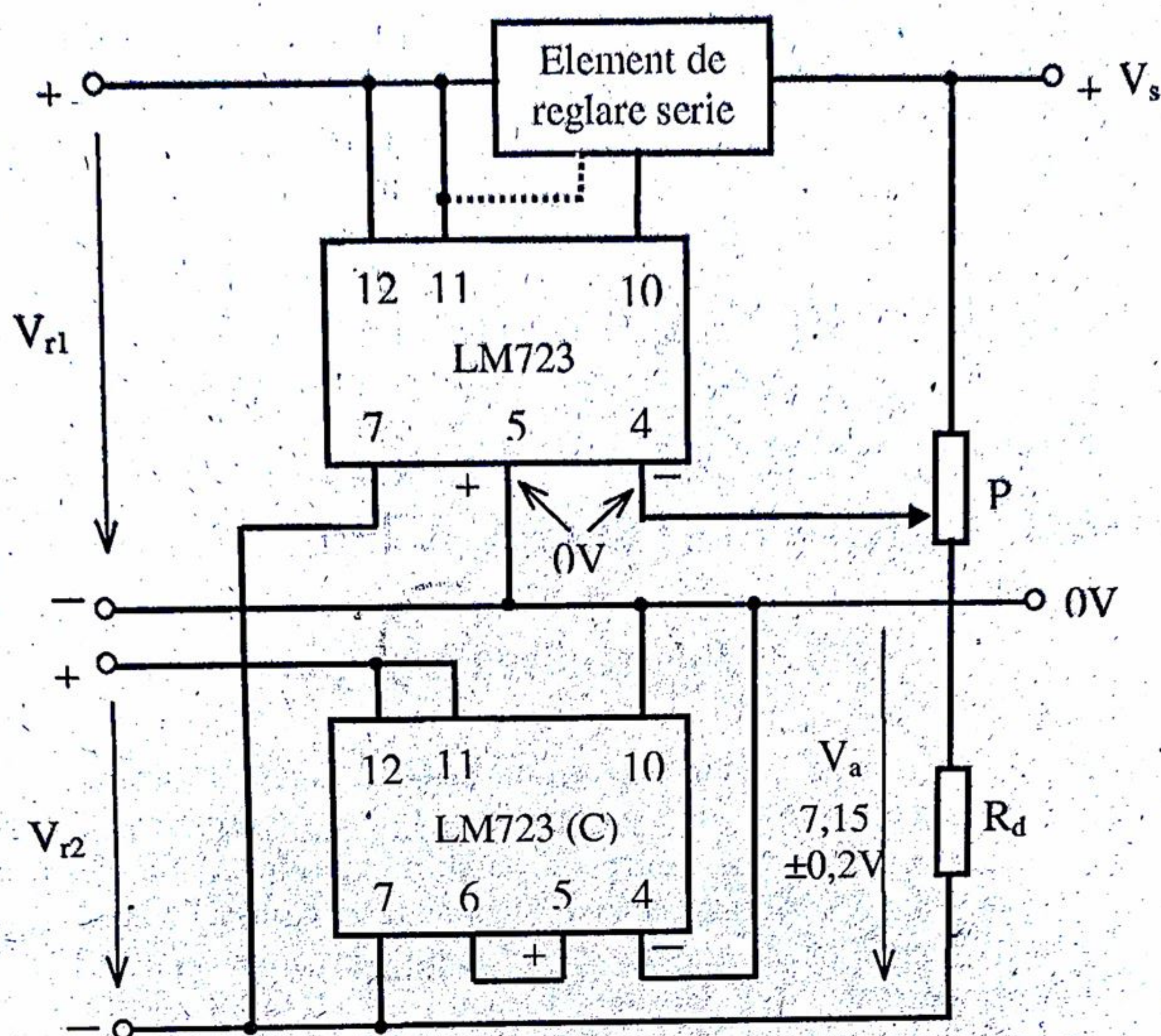


Fig.7.1. Principiul unui stabilizator cu ajustare de la 0V.

Pentru simplificarea înțelegerii schemei de principiu a unui astfel de stabilizator, în fig.7.1 nu au mai fost prevăzute capacitățile de la ieșire și de corecție necesare [17, 9]. Tensiunea de referință a primului circuit integrat nu este utilizată. În fig.7.2 se prezintă o aplicație concretă, și anume, un stabilizator cu ajustare de la zero care utilizează un stabilizator auxiliar de tensiune sub 6.95V.

Ținând cont de puterea disipată mare ce apare pe elementul de reglare, se utilizează soluția cu două tranzistoare în serie și rezistență de ocolire (*by-pass*) [6, 9], astfel încât se pot folosi tranzistoare de putere eventual fără radiator. Cu ajutorul rezistenței variabile  $R_{v2}$  se va ajusta mai întâi tensiunea auxiliară, apoi, punând cursorul potențiometrului P în poziția de jos, se ajustează din  $R_{v1}$  tensiunea maximă pe sarcină,  $V_{smax}$ .

La stabilizatorul principal s-au aplicat corecțiile corespunzătoare tipului de element de reglare folosit [6, 9].

Întrucât stabilizatorul lucrează normal cu tensiune de ieșire 0V, înseamnă că la scurtcircuit pe sarcină elementul de reglare nu este solicitat suplimentar, dacă este limitat curentul de ieșire. Profitând de proprietatea de autolimitare a curentului de scurtcircuit la însăși valoarea  $I_{lim}$  de către elementul de reglare serie cu două



tranzistoare, se poate elimina chiar și protecția cu limitare simplă de curent realizată prin integratul LM723. În consecință, se poate renunța la rezistența  $R_p$  din schemele obișnuite, care ar implica o tensiune de alimentare a stabilizatorului cu 0,6V mai mare. Deci stabilizatorul suportă fără nici o altă măsură regimul de scurtcircuit sau de reducere a sarcinii sub valoarea nominală deoarece tranzistorul  $T_2$  este atunci saturat iar  $T_1$  blocat. Așa cum s-a arătat în Introducere, la acest tip de ERS tranzistoarele  $T_1$  și  $T_2$  nu pot ajunge în regim de străpungere secundară.

Dacă se preferă utilizarea unui element de reglare cu un singur tranzistor extern, devine obligatorie folosirea unei protecții, așa cum s-a văzut în paragraful 4.2. În plus, tranzistorul nu trebuie să ajungă în regim de străpungere secundară.

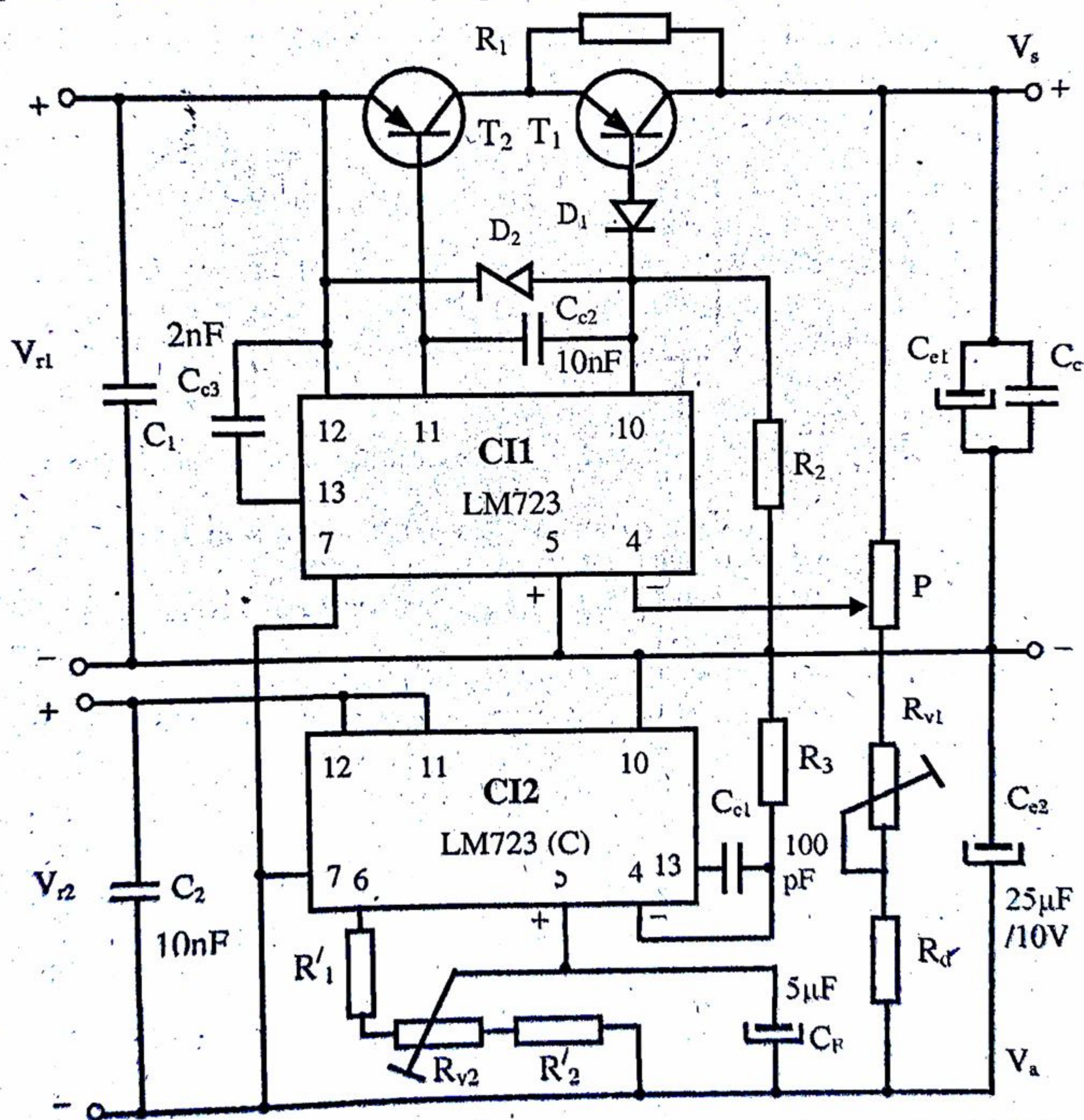


Fig. 7.2. Stabilizator de tensiune ajustabilă de la zero cu două circuite LM723.



Performanțele realizate sunt cele tipice stabilizatoarelor cu circuit integrat LM723. O variație sesizabilă prezintă tensiunea pe sarcină (sub 10mV) la modificarea curentului de sarcină între 0 și valoarea maximă stabilită la dimensionare.

## 7.2. Relații de calcul

Datele inițiale necesare pentru dimensionarea stabilizatorului cu ajustare de la zero sunt:

- tensiunea maximă pe sarcină:  $V_{smax}$ ,
- curentul maxim al sarcinii:  $I_{smax}$ ,
- variația procentuală a tensiunii rețelei și deci a tensiunii în gol a redresorului de alimențare:  $100\Delta V_{ro+}/V_{ro}$  și  $100\Delta V_{ro-}/V_{ro}$ ,
- temperatura maximă a mediului:  $t_{amax}$ .

În cele ce urmează se va face dimensionarea stabilizatorului din fig.7.2, eventual cu tranzistor  $T_1$  compus (cu inversare de tip, fig.1.6e) în scopul evitării izolării tranzistorului  $T_2$  față de radiatorul comun.

Dacă este necesar, se poate face, pe baza paragrafului 4.2, dimensionarea stabilizatorului cu un singur tranzistor extern. Realizarea la acesta a protecției la scurtcircuit prin limitarea curentului este imposibilă fără creșterea exagerată a radiatorului tranzistorului.

În cadrul dimensionării se parcurg etapele:

a) Se adoptă tensiunea auxiliară  $V_a$ , realizată cu circuitul integrat  $CI_2$ , și anume:

- pentru  $V_{smax} \leq 21V$  se admite  $V_a = 7,15 \pm 0,2V$ , când stabilizatorul auxiliar este cel mai simplu (fig.7.1); având  $V_{amax}=7,35V$  și  $V_{amin}=6,95V$ ,

- pentru  $V_{smax} > 21V$  se admite  $V_a=2V$ , când stabilizatorul auxiliar are structura din fig.7.2.

b) Se stabilește tensiunea de alimentare minimă necesară  $V_{rlmin}$ , conform punctelor b din paragrafele 6.2 și 3.2, cu  $V_{po}=0$ . Verificarea valorii minime admise se face prin condiția

$$V_{rlmin} + V_a - v_{orlm} \geq 9,5V \quad , \quad (7.1)$$

cu  $V_{amin}$  dacă  $V_a$  nu este ajustabilă.

c) Se parcurge punctul c din paragraful 3.2. Verificarea tensiunii de alimentare maxime admise va fi făcută pe baza condiției

$$V_{rolmax} + V_a < 40V$$

pentru circuitul LM723 (cu  $V_{amax}$  dacă este cazul).

d) Se parcurg punctele d, e, f, g, h și k din paragraful 6.2 cu  $V_{smin}=0$ ;  $R_{po}=0$ .  $P_{d2sc}$  este neglijabilă, deoarece  $T_2$  este saturat.

e) Se calculează puterea disipată maximă pe rezistența  $R_1$



$$P_{R1\max} = I_{\lim}^2 R_1$$

și se adoptă puterea nominală a acesteia.

f) Se parcurg punctele m și n din paragraful 6.2, cu  $V_{s\min}=0$ . Se stabilește curentul  $I_{D2\min}$  prin dioda stabilizatoare.

g) Se determină curentul  $I_{R2\min}$  cu relația (6.9) și apoi rezistența  $R_2$  cu relația (6.10). Se normalizează  $R_2$ . Se verifică dacă dioda  $D_2$  adoptată poate suporta curentul maxim

$$I_{D2\max} = I_{R2\max} = \frac{V'_{romax} - V_{D2\min} + r_z I_{D2\min}}{R_z + r_z}$$

cu  $V'_{romax}$  dată de relația (6.6) și  $r_z$  extras din catalog în regiunea cu curent mare a caracteristicii diodei stabilizatoare [7]. Este necesar să fie îndeplinită condiția  $I_{D2\max} < I_{Z\max}$ , acesta din urmă obținându-se din catalog [17]. În cazul neîndeplinirii acestei condiții, se poate adopta una din soluțiile care reduc curentul total  $I_{R2\min}$  sau se alege o diodă stabilizatoare cu putere  $P_{d\max}$  superioară.

h) Se determină puterea disipată maximă pe  $R_2$  cu relația (6.12). Se parcurge punctul r din paragraful 6.2.

i) Se dimensionează divizorul de tensiune de la ieșire începând cu adoptarea sumei rezistențelor și impunând condițiile pentru tensiuni:

$$\begin{cases} P + R_v + R_d = 2 \dots 5 k\Omega \\ \frac{V_a}{R_d} = \frac{V_{s\max}}{0,8P} \\ \frac{V_a}{0,8R_v + R_d} = \frac{V_{s\max}}{1,2P} \end{cases}$$

(cu  $V_{amax}$  dacă  $V_a$  nu este ajustabilă). Sistemul se rezolvă întâi în raport cu  $P$ , care se normalizează. Se reia apoi calculul lui  $R_{v1}$  și  $R_d$  folosind numai ultimele două ecuații;  $R_{v1}$  se normalizează în sus.

j) Curentul maxim dat de stabilizatorul auxiliar este

$$I_{s2\max} \cong \frac{V_{s\max} + V_a}{P + R_{v1} + R_d} \quad [mA, k\Omega],$$

cu  $V_{amax}$  dacă este cazul și cu  $R_{v1}$  de valoarea calculată. Acesta nu încarcă sensibil cu putere disipată, circuitul integrat  $CI_2$ , nici redresorul auxiliar care în plus va furniza doar curentul suplimentar de maximum 2,5mA pentru  $CI_2$ .

k) Se stabilește tensiunea minimă de alimentare a stabilizatorului auxiliar  $V_{r2\min}=9,6V$  unde s-a considerat amplitudinea ondulației redresorului auxiliar mai mică decât 0,1V. Redresorul auxiliar se poate dimensiona deci pentru curentul  $I_{s2\max}+2,5mA$  și o tensiune de alimentare nominală de cca 12V. Întrucât curentul



acestui stabilizator este redus, este evident că valoarea tensiunii de alimentare în gol maximă  $V_{ro2max} < 40V$ .

l) Rezistențele din divizorul tensiunii de referință de la stabilizatorul auxiliar se determină cu ajutorul relațiilor (3.10), în care  $R_1$ ,  $P$  și  $R_2$  devin  $R'_1$ ,  $R_{v2}$  și  $R'_2$ . Rezistența  $R_3$  se calculează conform punctului  $n$  din paragraful 3.2 (cu notațiile corespunzătoare).

m) Se stabilesc valorile condensatoarelor de la ieșirea stabilizatorului conform punctului  $p$  din paragraful 3.2.

n) Se grupează aici datele pentru calculul celor două redresoare.

### 7.3. Exemplu de calcul

Se va dimensiona un stabilizator de tensiune cu ajustare de la zero având datele:  $V_{smax}=24V$ ;  $I_{smax}=0,55A$  în condițiile variației cu  $+5\%$  -  $10\%$  a tensiunii rețelei și pentru o temperatură  $t_{amax}=35^\circ C$ .

Calculele nu se vor prezenta integral acolo unde ele sunt asemănătoare cu altele efectuate în paragrafele anterioare (în special în paragraful 6.3).

Se admite o tensiune auxiliară  $V_a=2V$  pentru ca între pinii 12 și 7 ai integratului CII să nu se atingă valoarea limită de  $40V$ .

Pulsațiile redresorului pot avea valoarea dată de relația (2.3), adică  $0,7V$ .

Tensiunea minimă de alimentare va fi

$$V_{rlmin} = V_{smax} + V_{CE1min} + V_{CE2min} = 24 + 2,2 + 1,3 = 27,5V$$

unde componentele  $V_{CE1min}$  și  $V_{CE2min}$  s-au stabilizat cu relațiile (6.1) pentru  $\lambda=0,1$ . Condiția 7.1 este îndeplinită.

Calculele făcute cu relațiile (2.2)...(2.8) dau  $V_{rl}=30,9V$ ;  $V_{rlmax}=32,6V$ ;  $V_{ro1max}=37,4V$ ; Se constată că

$$V_{ro1max} + V_a = 37,4 + 2 = 39,4 < 40V,$$

deci se poate utiliza un integrat LM723.

Curentul la care are loc limitarea va fi

$$I_{lim} = 1,05 \cdot 0,55 \approx 0,58A$$

Rezistența de ocolire va avea valoarea

$$R_1 = \frac{V_{rlmax}}{I_{lim}} = \frac{32,6}{0,58} \approx 56,3\Omega$$

Tranzistoarele externe trebuie să suporte tensiunea ce apare pe  $T_2$  când sursa este în gol:

$$V_{CE2max} \approx V_{ro1max} = 37,4V$$

Puterile disipate maxime pe tranzistoarele externe sunt (cu  $R_{ir}=5,33\Omega$ ):



$P_{d1max}=4,74W$ ;  $P_{d2max}=5,2W$ . Se pot folosi tranzistoare de tipul MT2955 fără radiator întrucât acestea au puterea

$$P_{dmaxo} = \frac{t_{jMAX} - t_{aMAX}}{R_{jc} + R_{ca}} = \frac{300 - 35}{1,17 + 30} = 5,3W$$

și  $I_{Cmax}=15A$ ;  $V_{CEo}=60V > V_{CE2max}$ .

Citind un factor de amplificare  $\beta_{2Mmin}=46$  la curentul  $I_{lim}=0,58A$  din graficul dat în fig.6.6 rezultă curentul  $I_{B2max}=12,6mA$ . În mod asemănător, se citește pentru curentul

$$I_{C1max} = I_{lim} - \frac{V_{CE1min}}{R_1} = 0,58 - \frac{2,2}{56,3} = 0,541A$$

un factor  $\beta_{1Mmin}=47,5$ , cu care  $I_{B1max}=11,4mA$ .

Puterea disipată maximă pe rezistența  $R_1$  este  $19W$ . Rezistența  $R_1$  se adoptă de  $56\Omega \pm 2\%$  de  $20W$ .

Dioda  $D_1$  este necesară și se adoptă de tipul 1N4447. Tensiunea minimă pe dioda  $D_2$  va fi

$$V_{D2min} = V_{D1max} + V_{BE1max} + V_{CE2min} = 0,7 + 0,8 + 1,3 = 2,8V,$$

care se poate realiza cu o diodă stabilizatoare BZX55C2V7 la  $I_{D2min} \cong 9mA$ . Rezultă curentul  $I_{R2min}=34mA$  cu care  $R_2=750\Omega$  (relațiile (6.9) și (6.10)). Se normalizează  $R_2$  la valoarea  $750\Omega \pm 2,5\%$ . Se calculează tensiunea

$$V'_{r1max} = V_{r1max}(1+\lambda) = 32,6(1+0,1) = 35,8V$$

Curentul  $I_{D2max}$  rezultă din relația 6.11 cu  $V'_{r1max}$  în locul lui  $V_{r2max}$ :

$$I_{D2max} = \frac{V'_{r1max} - V_{D2min} + r_z I_{D2min}}{R_2 + r_z} = \frac{35,8 - 2,8 + 42,5 \cdot 0,009}{750 + 42,5} = 0,041A = 41mA,$$

unde s-a folosit

$$r_z \cong \frac{r_{zm} + r_{zM}}{2} = \frac{80 + 5}{2} = 42,5\Omega$$

Acesta este mai mic decât  $I_{zMAX}=135mA$  dat în catalog [17]. Puterea disipată a rezistenței  $R_2$  este de  $1,25W$  și se adoptă  $R_2$  de  $2W$ . Puterea disipată maximă pe circuitul integrat este de cca  $107mW$ .

Divizorul de tensiune de la ieșire va avea rezistențele date de sistemul:

$$\begin{cases} P + R_v + R_d \cong 3k\Omega \\ \frac{V_a}{R_d} = \frac{V_{smax}}{0,8P} \\ \frac{V_a}{0,8R_v + R_d} = \frac{V_{smax}}{1,2P} \end{cases} \quad \begin{cases} P + R_v + R_d = 3k\Omega \\ \frac{2}{R_d} = \frac{24}{0,8P} \\ \frac{2}{0,8R_v + R_d} = \frac{24}{1,2P} \end{cases}$$



Rezolvarea în raport cu  $P$  conduce pentru aceasta la valoarea  $2,7k\Omega$  care se normalizează la  $2,5k\Omega$ . Apoi, din sistemul format cu ultimele două ecuații rezultă  $R_{v1}=105\Omega$  și  $R_d=166\Omega$ , care se normalizează la  $R_{v1}=250\Omega$  și  $R_d=160\Omega \pm 5\%$ .

Curentul de sarcină maxim al stabilizatorului auxiliar este

$$I_{s2max} \cong \frac{V_{smax} + V_a}{P + R_{v1} + R_d} = \frac{24 + 2}{2,5 + 0,105 + 0,160} \cong 9,5mA$$

unde s-a folosit valoarea calculată a rezistenței  $R_{v1}$  întrucât  $R_{v1}$  se ajustează astfel încât să ia cu aproximație valoarea de calcul.

Rezistențele divizorului tensiunii de referință rezultă după calcule (cu relațiile 3.10):  $R_{v2}=100\Omega$ ;  $R'_1=2,49k\Omega \pm 2,5\%$ ;  $R'_2=953\Omega \pm 2,5\%$ . Apoi se stabilește  $R_3=750\Omega$ .

Condensatoarele de la ieșire se adoptă astfel:  $C_{e1}=220\mu F/40V$ ;  $C_e=100nF$  iar condensatorul de la intrare  $C_1=47nF$ .

Redresorul principal se dimensionează pe baza curentului (vezi paragraful 6.2 și relației 6.12)

$$I_{r1max} = I_{lim} + I'_{R2max} = I_{lim} + \frac{V_{r1max} - V_{D2min} + r_z I_{D2min}}{R_2 + r_z} = 0,58 + \frac{32,6 - 2,8 + 42,5 \cdot 0,009}{750 + 42,5} \cong 0,62A$$

Alte date pentru redresorul principal:  $V_{r1}=30,9V$ ;  $\lambda=0,1$  ( $R_{ir}=5,33\Omega$ );  $v_{or1m}=0,7V$ .

Redresorul auxiliar va fi încărcat cu  $I_{r2max} \cong 12mA$ . Se adoptă  $V_{r2}=12V$ ;  $\lambda=0,1$ ;  $v_{or2m}=0,1V$ .



## CAPITOLUL 8

## STABILIZATOARE DE TENSIUNE FIXĂ CU CIRCUIT INTEGRAT L78XX

### 8.1. Prezentarea circuitului integrat și a schemei

Stabilizatoarele de tensiune fixă uzuale s-au realizat în ideea folosirii lor pentru stabilizarea locală a tensiunii de alimentare pe plăci cu circuite integrate. Ele prezintă avantajele unei simplități deosebite în utilizare și a unui cost redus. La concepția lor s-a impus prevederea a numai trei terminale pentru a putea fi încorporate în capsule uzuale ieftine.

Caracteristicile principale ale acestui tip de stabilizatoare sunt următoarele:

- în aplicațiile de bază nu necesită multe componente externe;
- tensiunea de ieșire este fixată intern și prezintă o dispersie de ordinul 4...6%;
- curentul maxim de ieșire este limitat intern, prin acționarea uneia dintre cele trei protecții, la o valoare de pe conturul zonei de funcționare sigură — SOA — (la atingerea acestui contur circuitul nu mai stabilizează tensiunea);

-coeficientii de stabilizare (reglare) ai stabilizatorului de tensiune fixă prezintă valori satisfăcătoare pentru cele mai multe aplicații practice, dar inferioare performanțelor stabilizatoarelor cu circuit integrat LM723 și ale altor stabilizatoare de uz general.

Principalele tipuri de stabilizatoare de tensiune fixă pozitivă sunt cele din seria 78XX. Aici, cele două cifre XX pot fi 05, 06, 08, 10, 12, 15, 18, 20, 24, reprezentând tensiunea fixă furnizată în volt (de fapt o tensiune cu dispersie).

Schema bloc simplificată a stabilizatoarelor din seria 78XX este prezentată în fig.8.1. Ea include blocuri tipice ale stabilizatoarelor de tensiune integrate (fig.1.1):

- ERS - element de reglare serie,
- AE - amplificator de eroare,
- STR - sursă de tensiune de referință,
- CD - circuit de demarare (pornire),
- CP - circuit de protecție a ERS (incluzând și pe  $R_{11}$ ),
- DS - divizor de ieșire ( $R_{19}$ ,  $R_2$ ).

Nou în această schemă este faptul că sursa de tensiune de referință (de tipul „band-gap“ de 4,8V) este cuprinsă în bucla de reacție negativă a amplificatorului de



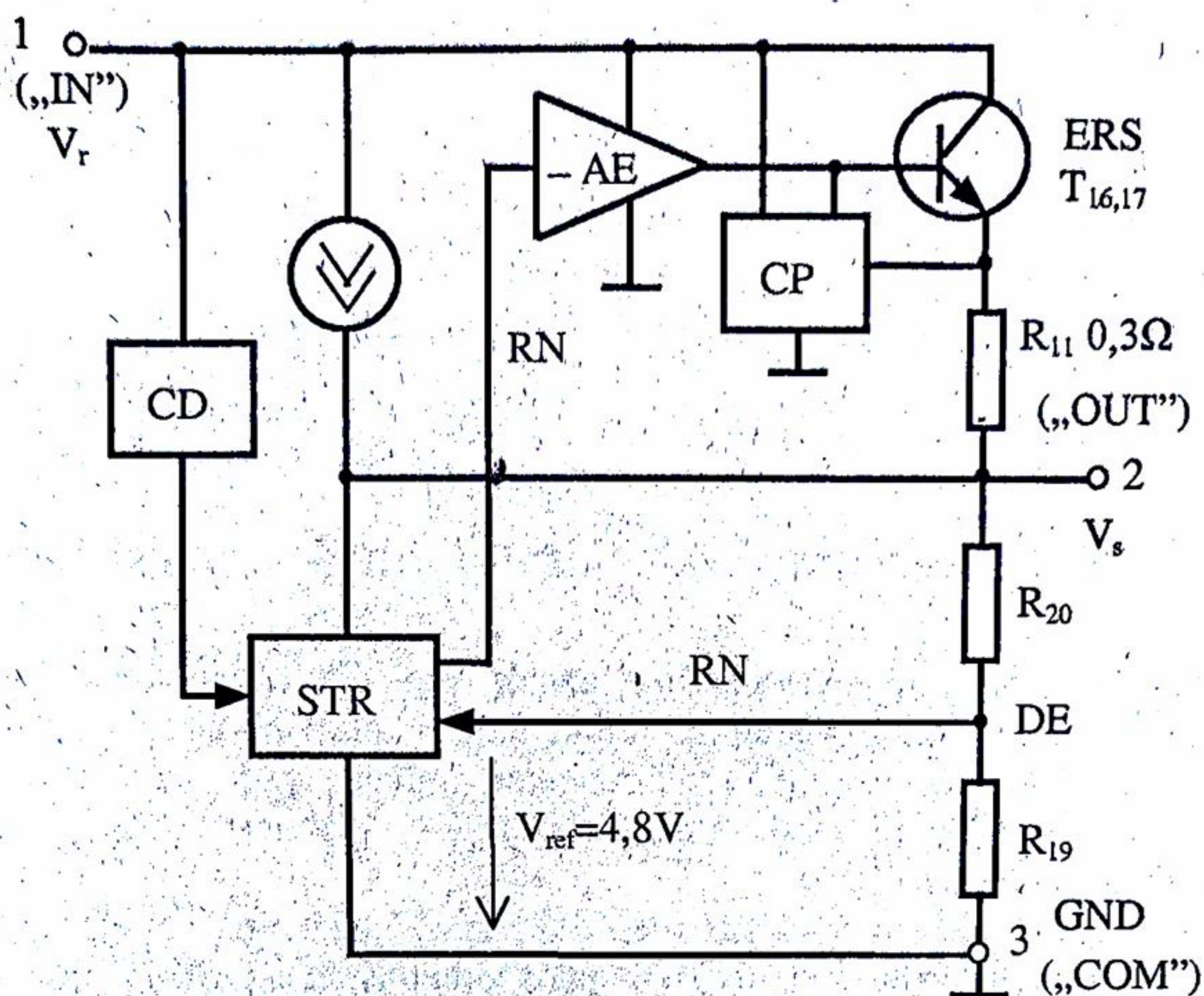


Fig.8.1. Structura reguletoarelor integrate din seria 78.

eroare (care nu este un amplificator diferențial). Există astfel posibilitatea de multiplicare simplă a valorii tensiunii de referință modificându-se o singură rezistență ( $R_{20}$ , integrată). Acest principiu este asemănător cu acela al sursei de tensiune de referință cu amplificator operațional [14].

Circuitul de demarare este foarte simplu. El include un singur tranzistor care funcționează doar un timp scurt după conectarea alimentării. Acesta forțează intrarea în regim normal a sursei de tensiune de referință.

Cele trei protecții integrate pentru elementul de reglare serie sunt de tipul clasic (fig.1.9).

Mărimile limită pentru circuitele integrate din seria 78XX sunt:

-Tensiunea de intrare  $V_{iMAX}=35V$  pentru 7805...7818

$V_{iMAX}=40V$  pentru 7820 și 7824,

-Curentul maxim de ieșire (limitat intern), la  $T_j=150^\circ C$  și  $\Delta V_{ic}=5V$ : 1,5A ,

-Temperatura de lucru a joncțiunilor:  $-55...150^\circ C$  la L78XX

0...150°C la L78XXC .

Indicativul integratului se completează cu litera V pentru capsulă tip TO-220 sau cu litera T pentru capsulă tip TO-3. Conexiunile acestora sunt prezentate în fig.8.2.



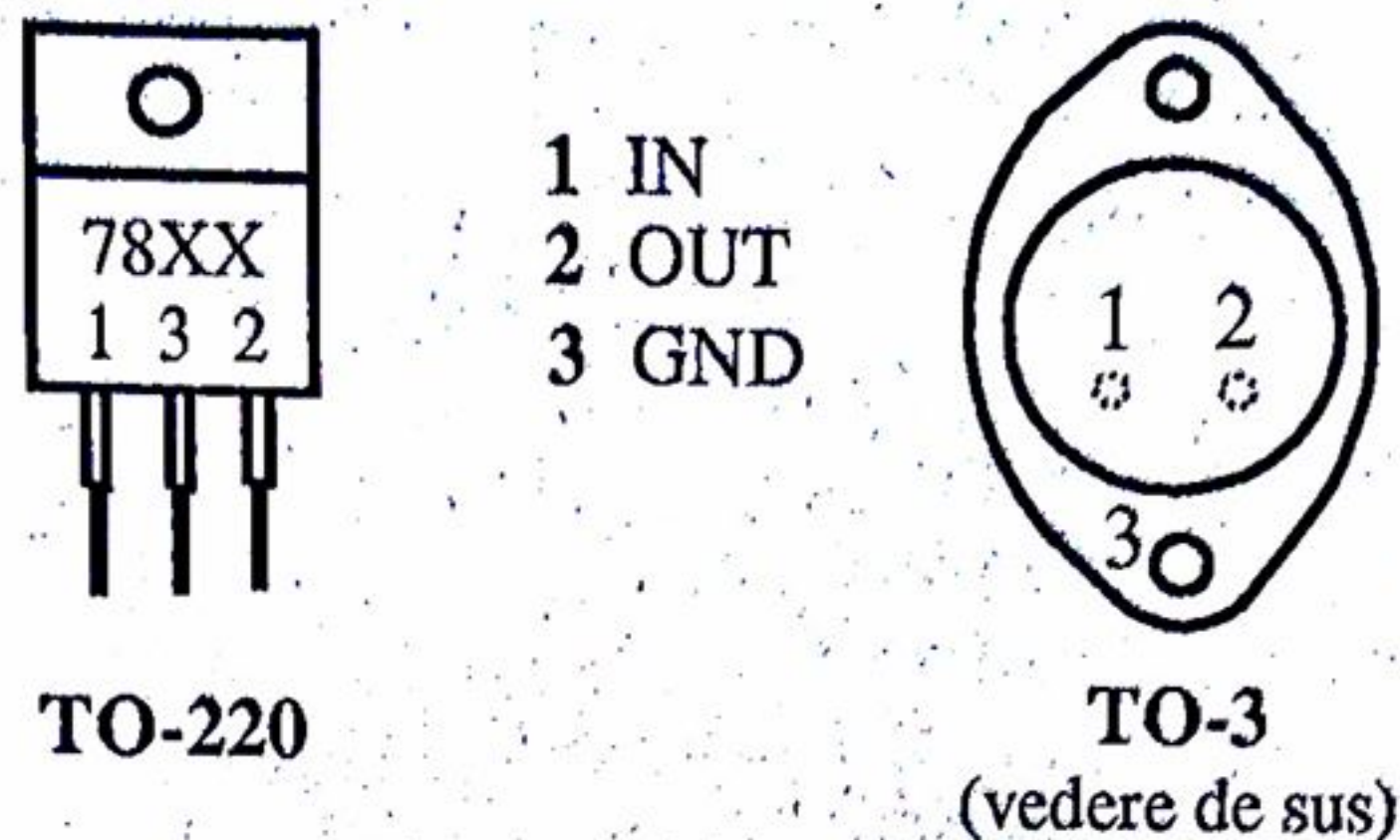


Fig.8.2. Conexiuni la capsula circuitului integrat 78XX.

Datele termice ale capsulelor circuitelor integrate din seria 78XX sunt:

-rezistența termică joncțiune-capsulă maximă:

$$R_{thjc} = 3^{\circ}\text{C/W} \text{ pentru capsulă TO-220}$$

$$= 4^{\circ}\text{C/W} \text{ pentru capsulă TO-3,}$$

-rezistența termică capsulă-ambiant

$$R_{thca} = 47^{\circ}\text{C/W} \text{ pentru-capsula TO-220}$$

$$= 31^{\circ}\text{C/W} \text{ pentru capsula TO-3,}$$

-rezistența termică de contact capsulă-radiator (folosind vaselină siliconică):

$$R_{thcr} = 2,5^{\circ}\text{C/W} \text{ pentru capsula TO-220}$$

$$= 0,5^{\circ}\text{C/W} \text{ pentru capsula TO-3.}$$

Principalele caracteristici ale circuitelor integrate din seria L78XX sunt prezentate în tabelul 8.1.

Valorile tipice ale stabilizărilor realizate sunt însă mult mai mici decât cele date în tabel: câțiva mV pentru stabilizări la variația rețelei și câțiva zeci de mV pentru stabilizări la variația sarcinii.

Pentru seria de circuite integrate ce nu sunt notate cu litera „C” (cu temperaturi de lucru  $T_j = 50 \dots 150^{\circ}\text{C}$ ) [17], parametri se modifică față de cei din tabelul 8.1 în principal astfel:

-stabilizările la variația rețelei și sarcinii se îmbunătățesc (valoarea maximă a variației tensiunii de ieșire se îmbunătățește),

-deriva termică a tensiunii de ieșire este mai mică în cazul tensiunii de ieșire de 5V și mai mare pentru tensiunile 8...24V,

-rejecția variației tensiunii de intrare este mai mare,

-curentul de scurtcircuit crește la o valoare tipică de 0,75A la toate circuitele și la o valoare maximă de 1,2A.

Pentru toate tipurile de circuite, curentul de alimentare cu ieșirea în gol ( $I_o$ ), la  $t_j = 25^{\circ}\text{C}$ , este de maximum 8mA.



Tabelul 8.1. Caracteristicile reguletoarelor din seria 78

| Caracteristica (Parametrul)   | Tipul C.I.  | Condiții de măsurare  | Valoarea   |
|---|---|---|--|
| <b>Tensiunea de ieșire</b><br>(începând de la un curent minim de ieșire de 5mA)             | L7805C<br>7806C<br>7808C<br>7812C<br>7815C<br>7818C<br>7820C<br>7824C | $\Delta I_s \approx 1A$<br>$\Delta V_r = 12V$                                 | $5 \pm 0,25V$<br>$6 \pm 0,30V$<br>$8 \pm 0,40V$<br>$12 \pm 0,60V$<br>$15 \pm 0,75V$<br>$18 \pm 0,90V$<br>$20 \pm 1,00V$<br>$24 \pm 1,20V$  |
| <b>Căderea minimă de tensiune intrare-ieșire</b>  | Toate tipurile  | $I_s = 1A, t_j = 25^\circ C$  | tip. 2V max. 2,5V  |
| <b>Stabilizarea la variația rețelei (<math>\Delta V_{sr}</math>)</b>                        | L7805C<br>7806C<br>7808C<br>7812C<br>7815C<br>7818C<br>7820C<br>7824C | $\Delta V_r = 4V, t_j = 25^\circ C$<br>4V<br>6V<br>6V<br>6V<br>6V<br>6V<br>6V | max. 50mV<br>max. 60mV<br>max. 80mV<br>max. 120mV<br>max. 150mV<br>max. 180mV<br>max. 200mV<br>max. 240mV  |
| <b>Stabilizarea la variația sarcinii (<math>\Delta V_{ss}</math>)</b>                       | L7805C<br>7806C<br>7808C<br>7812C<br>7815C<br>7818C<br>7820C<br>7824C | $I_s = 1,5A, t_j = 25^\circ C$  | max. 100mV<br>max. 120mV<br>max. 160mV<br>max. 240mV<br>max. 300mV<br>max. 360mV<br>max. 400mV<br>max. 480mV   |
| <b>Deriva termică a tensiunii de ieșire</b><br>$\left( \frac{\Delta V_s}{\Delta T} \right)$ | L7805C<br>7806C<br>7808C<br>7812C<br>7815C<br>7818C<br>7820C<br>7824C | $I_s = 5mA$   | tip. $-1,1mV/^\circ C$<br>tip. $-0,8mV/^\circ C$<br>tip. $-0,8mV/^\circ C$<br>tip. $-1,0mV/^\circ C$<br>tip. $-1,0mV/^\circ C$<br>tip. $-1,0mV/^\circ C$<br>tip. $-1,0mV/^\circ C$<br>tip. $-1,5mV/^\circ C$ |
| <b>Rejecția variației tensiunii de intrare (SVR)</b>  | L7805C<br>7806C<br>7808C<br>7812C<br>7815C<br>7818C<br>7820C<br>7824C | $\Delta V_r = 10V, f = 100Hz$   | min. 62 dB<br>min. 59 dB<br>min. 56 dB<br>min. 55 dB<br>min. 54 dB<br>min. 53 dB<br>min. 52 dB<br>min. 50 dB   |



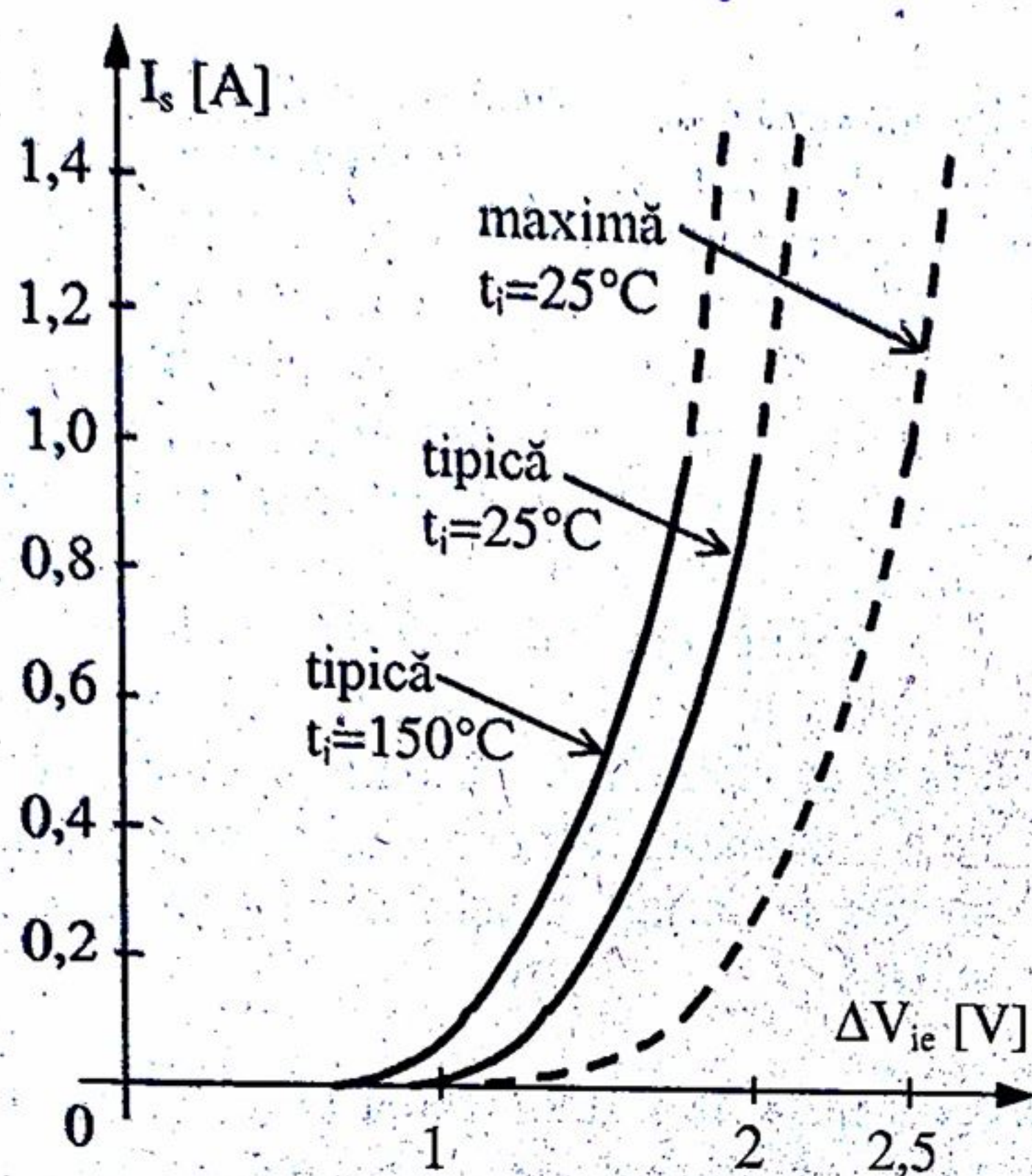


Fig. 8.3. Căderea minimă de tensiune  $\Delta V_{ie}$ .

În fig. 8.3 se prezintă un grafic aproximativ al căderii minime de tensiune intrare-ieșire ( $\Delta V_{ie}$ ) tipice în funcție de curentul de ieșire, pentru două temperaturi ale joncțiunilor (la rece și la cald). Cu linie întreruptă este apreciată de autor căderea de tensiune necesară pentru acoperirea cazurilor atipice, precum și extinderea curbelor la curent peste 1A.

Dacă se dorește funcționarea corectă a stabilizatorului imediat după punerea în funcțiune la curentul de sarcină maxim (fără a se aștepta încălzirea circuitului integrat), va trebui să se utilizeze la calculul stabilizării o curbă pentru  $T_j=25^\circ\text{C}$  (dacă temperatura de pornire este de  $25^\circ\text{C}$ ) [17].

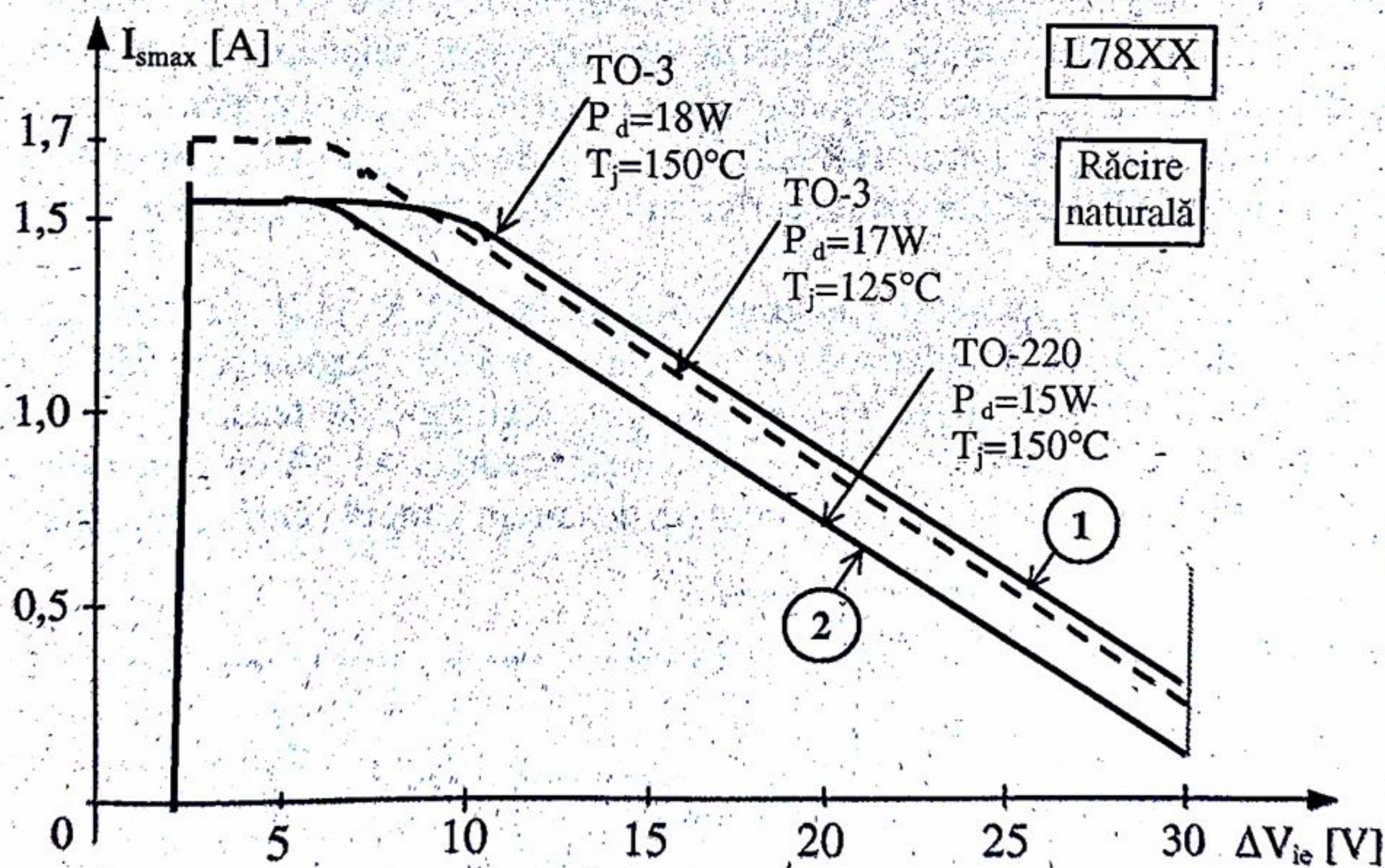


Fig. 8.4. Aria de funcționare sigură (SOA) a reguletoarelor din seria 78.

Curentul maxim ce se poate realiza, ținând cont de acționarea protecțiilor, în funcție de căderea de tensiune intrare-ieșire, pentru o temperatură a joncțiunilor ridicată și folosind un radiator corespunzător, este dat în fig. 8.4. Dacă se dorește



creșterea curentului pentru o diferență de tensiune dată, integratul trebuie să lucreze la o temperatură  $T$  mai redusă, dar atunci radiatorul aferent [17] va fi sensibil mai mare. Forma aproximativ liniară a graficelor din fig.8.4 este cauzată de protecția combinată de limitare a curentului și contra străpungerii secundare.

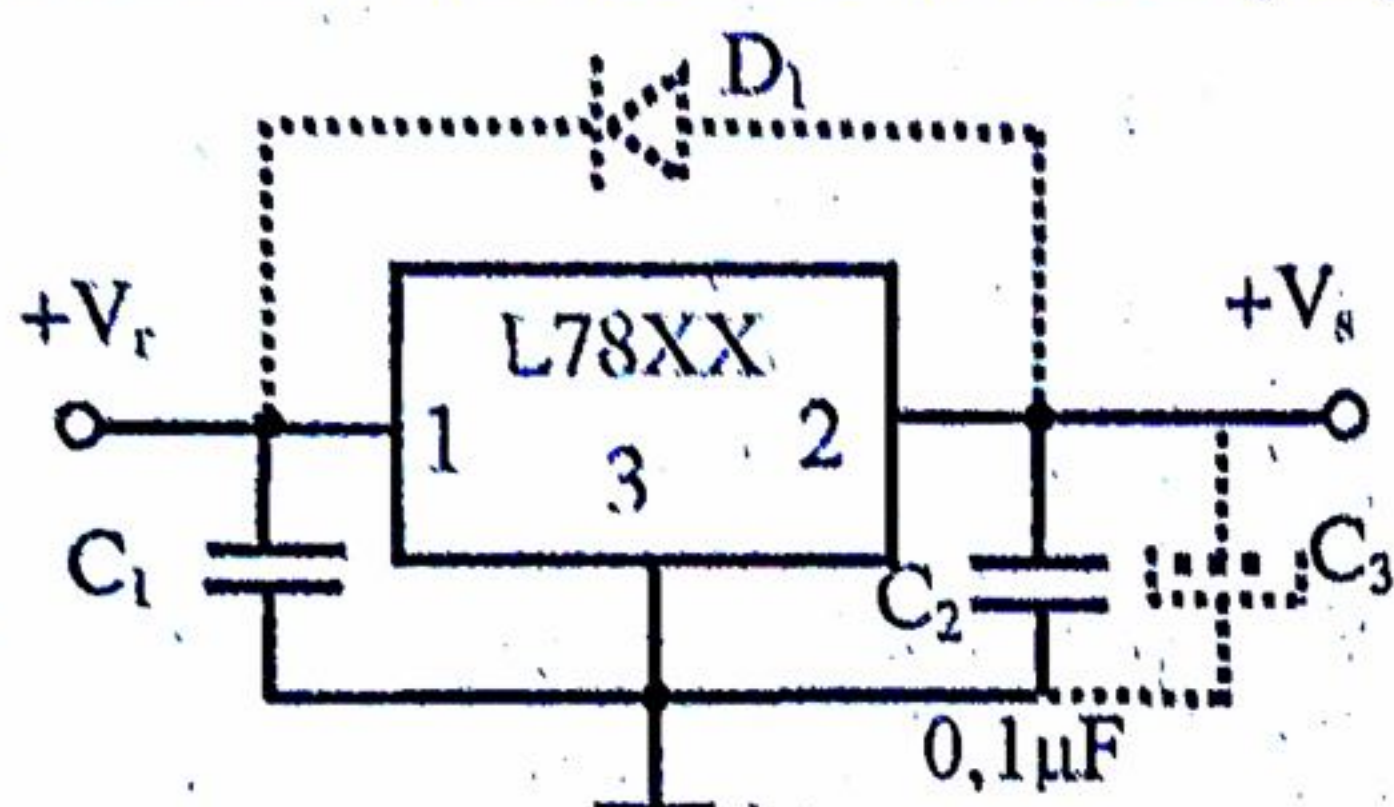


Fig.8.5. Stabilizator tipic cu L78XX.

Schema tipică de utilizare a circuitelor integrate din seria 78XX este dată în fig.8.5. Aici, condensatorul  $C_1$  este necesar dacă stabilizatorul este la distanță de condensatorul de filtraj de la ieșirea redresorului. Condensatorul  $C_2$  nu este impus de stabilitatea circuitului, ci are rolul de a îmbunătăți răspunsul lui tranzitoriu (în special la variații bruște ale curentului din sarcină).

În [17] este prezentată și comportarea tranzitorie a stabilizatoarelor cu circuite din seria 78XX. Pentru variații în salt a tensiunii de intrare de 5V rezultă un impuls scurt ( $1...2\mu s$ ) în tensiunea de ieșire, de ordinul 10mV. Pentru un salt al curentului de sarcină de 1A intervine însă un impuls în tensiunea de ieșire ( $5\mu s$ ) de ordinul 0,5V! Când acest impuls relativ mare deranjează, este necesară reducerea lui prin creșterea capacității conectate la ieșire: un condensator electrolitic  $C_3$  în paralel cu un ceramic de  $0,1\mu F$ . În acest caz este însă necesară și o diodă de protecție  $D_1$ , contra distrugerii tranzistorului din ERS în cazul unui scurtcircuit în fața intrării integratului.

Cu ajutorul circuitelor integrate din seria 78XX [17] se pot realiza și regulatoare de curent, regulatoare de tensiune mărită, regulatoare de tensiune ajustabilă într-o anumită gamă (7-30V fig.8.6), regulator de tensiune cu tensiune ajustabilă de la zero, regulatoare de tensiune pentru curent  $>1,5A$  cu tranzistor extern (fig.8.7). În fig.8.8 este prevăzută și o limitare de curent simplă pentru tranzistor.

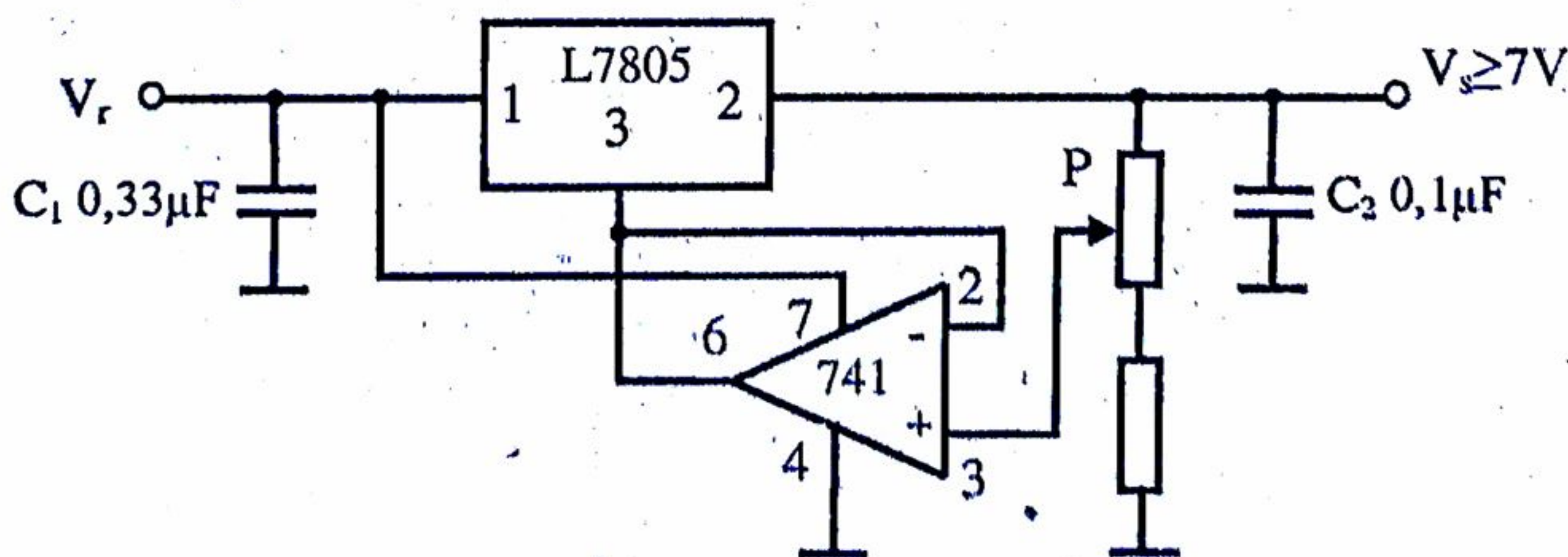


Fig.8.6. Stabilizator de tensiune ajustabilă cu L7805.



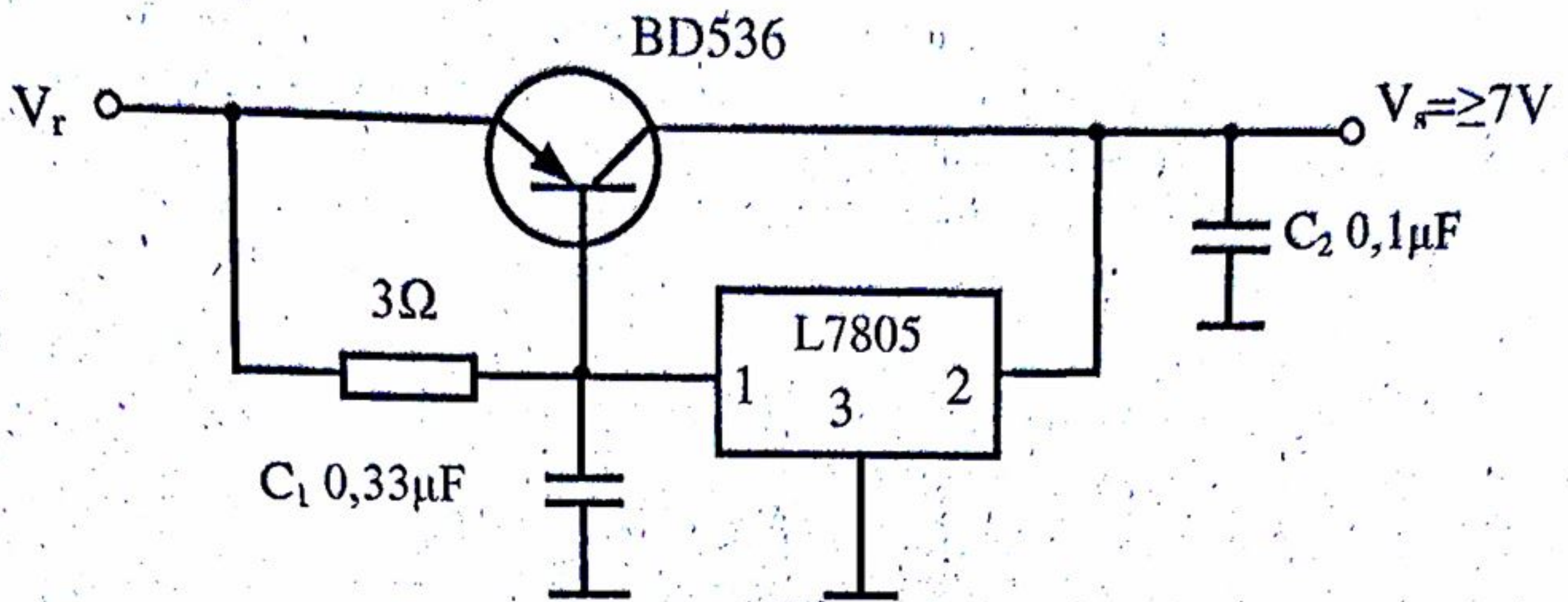


Fig.8.7. Stabilizator de tensiune de curent mare cu L7805.

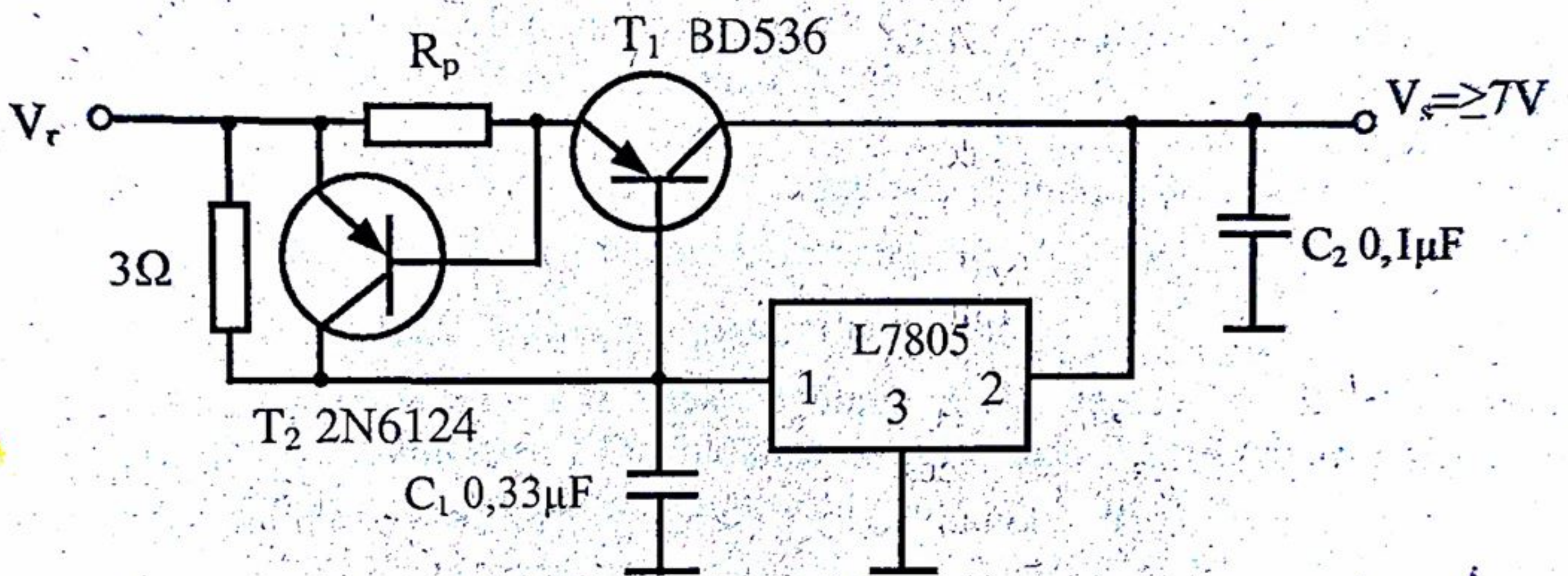


Fig.8.8. Limitare de curent pentru tranzistorul extern.

## 8.2. Relații de calcul

Datele inițiale pentru dimensionarea stabilizatorului de tensiune fixă cu integrat de tip 78XX sunt:

- valoarea tensiunii pe sarcină:  $V_s$  (se acceptă dispersia de tensiune de fabricație a circuitului integrat);
- curentul maxim necesar în sarcină:  $I_{smax}$  (nu mai mare de 1,5A);
- variațiile procentuale ale rețelei:  $100 \frac{\Delta V_{ro+}}{V_{ro}}$  și  $100 \frac{\Delta V_{ro-}}{V_{ro}}$ ;
- gama temperaturilor mediului ambiant:  $t_{amin} - t_{amax}$ ;
- mărimea riplului de la ieșire:  $V_{osm}$ .

Pentru calculul stabilizatorului se parcurg următoarele etape.

- a) Se estimează amplitudinea ondulației tensiunii redresate,  $V_{orm}$ , pe baza relației (2.3) considerând pe  $V_s$  în loc de  $V_{smax}$  pentru simplitate.



b) Se adoptă tipul circuitului integrat necesar, ținând cont de gama de temperatură de lucru. Dacă  $t_{amb} > 0^{\circ}\text{C}$ , se recomandă folosirea tipului L78XXC, care prezintă o dispersie mai redusă a tensiunii de ieșire.

c) Se determină tensiunea minimă necesară pentru alimentarea stabilizatorului:

$$V_{rmin} \cong V_{smax} + \Delta V_{ie} + v_{orn} + 0,5 \quad [\text{V}], \quad (8.1)$$

unde:  $V_{smax}$  este tensiunea de ieșire maximă incluzând dispersia circuitului integrat

$\Delta V_{ie}$  este căderea de tensiune necesară între intrare și ieșire la circuitul integrat, care se va extrage din graficul notat cu maxim în fig.8.3 la curentul  $I_{smax}$  considerând că pornirea stabilizatorului se face la rece ( $25^{\circ}\text{C}$ );

0,5V reprezintă rezerva de tensiune necesară pentru acoperirea erorilor de calcul și de realizare a transformatorului de rețea și a redresorului.

d) Se determină valorile nominală și maximă ale tensiunii redresate în plină sarcină și în gol, cu relațiile (2.5)...(2.8), folosind variațiile procentuale ale tensiunii rețelei și admitând căderea relativă de tensiune pe rezistența internă a redresorului (vezi paragraful 2.2), notată cu  $\lambda$ .

e) Se verifică îndeplinirea condiției:

$$V_{romax} \leq V_{rMAX} = 35\text{V} \text{ pentru integratele } 7805...7818 \text{ sau}$$

$$V_{romax} \leq V_{rMAX} = 40\text{V} \text{ pentru integratele } 7820...7824.$$

Dacă aceasta nu este îndeplinită, integratul din seria 78XX nu se poate utiliza conform schemei tipice din fig.8.5, necesitând o prestabilizare a tensiunii de alimentare [17]. O mică reducere a tensiunii  $V_{romax}$  s-ar putea totuși obține dacă se adoptă o valoare cu ceva mai mică pentru  $\lambda$ .

f) Se verifică posibilitatea realizării curentului  $I_{smax}$  impus, la o diferență maximă de tensiune intrare-ieșire:

$$\Delta V_{iemax} = V_{rmax} - V_{smin},$$

unde  $V_{smin}$  este tensiunea minimă de ieșire, considerând dispersia, a integratului. Verificarea se face cu ajutorul graficului din fig.8.4, folosind curba pentru capsula TO-220 la  $T_j = 150^{\circ}\text{C}$  sau TO-3 și  $T_j = 150^{\circ}\text{C}$  (când se admite un radiator de răcire mare dar încă neexagerat). Adoptarea capsulei de tipul TO-3 pentru cazul când există soluție și cu capsulă TO-220 conduce la o micșorare a gabaritului radiatorului.

Dacă punctul cu coordonatele  $I_{smax}$ ,  $\Delta V_{iemax}$  se află deasupra curbei corespunzătoare capsulei TO-3 stabilizatorul propus nu se poate realiza cu răcire naturală sau fără atașarea unui tranzistor extern la circuitul integrat.

g) Dacă la punctul anterior a rezultat că stabilizatorul se poate realiza, se face calculul puterii disipate maxime pe circuitul integrat:

$$P_{dmax} = (V_{rmax} - V_{smin}) I_{smax} + V_{rmax} I_{omax} \quad [\text{W}, \text{V}, \text{A}]. \quad (8.2)$$

h) Se verifică dacă este necesar radiator pentru circuitul integrat și, dacă este cazul, se pregătește dimensionarea lui.



Dacă, pentru capsula adoptată

$$P_{dmax} > P_{dMAX} = \frac{t_{jmax}^* - t_{amax}}{R_{thjc} + R_{thca}}, \quad (8.3)$$

cu  $t_{jmax}^* = 140^\circ\text{C}$  (cu o rezervă față de  $150^\circ\text{C}$  când este prevăzută acționarea protecției termice), atunci este necesar radiator.

Se stabilește rezistența termică a radiatorului necesar cu relația

$$R_{thra} \leq \frac{t_{jmax}^* - t_{amax}}{P_{dmax}} - R_{thjc} - R_{thca}, \quad (8.4)$$

unde:  $R_{thcr} = 2,5^\circ\text{C/W}$  pentru capsulă TO-220 și  $0,5^\circ\text{C/W}$  pentru TO-3 dacă la contactul capsulă radiator se folosește vaselină siliconică. Calculul radiatorului necesar, efectuat pe baza rezistenței termice  $R_{thra}$ , este prezentat în Anexa 1.

i) Se estimează curentul de scurtcircuit maxim al stabilizatorului pentru un radiator adoptat, având rezistența termică  $R_{thra}^* \leq R_{thra}$ . Pentru aceasta, se calculează puterea disipată în condițiile acționării protecției termice cu relația (2.15). Se trasează apoi curba corespunzătoare acestei puteri (o hiperbolă) în planul  $I_s = f(\Delta V_{ie})$  ca în fig.8.9, delimitată sus de curentul  $I_{smax} = 1.55\text{A}$  ( $1.7\text{A}$  pentru integratul cu  $T_{jMAX} = 125^\circ\text{C}$  ca în fig.8.4). În dreapta, hiperbola va fi limitată de curba corespunzătoare din fig.8.4 (1 sau 2) sau în zona curentilor foarte mici de o verticală ridicată la  $35\text{V}$ , pentru integratele L7805, L7818 sau  $40\text{V}$  pentru integratele L7820 și L7824.

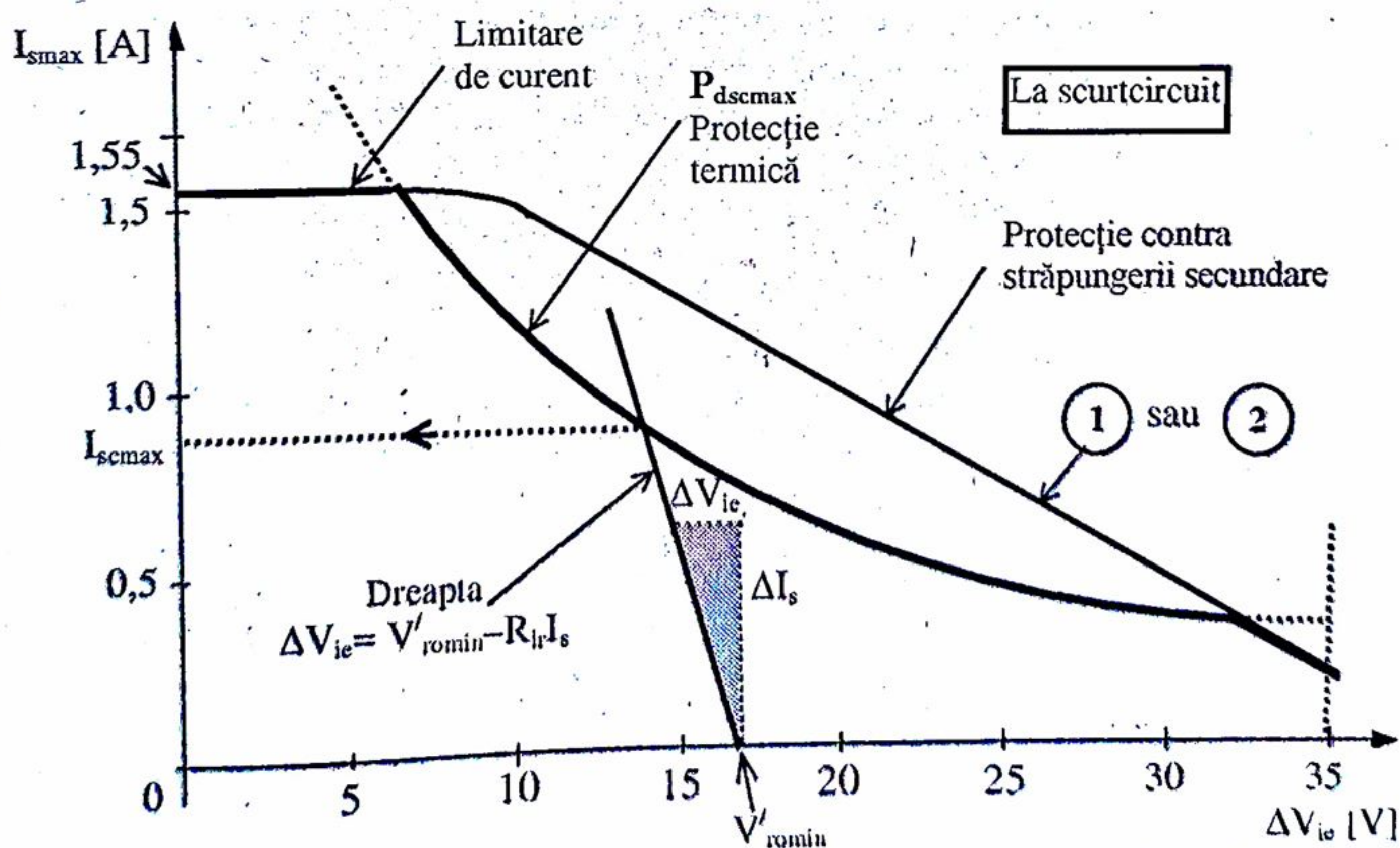


Fig.8.9. Determinarea curentului de scurtcircuit maxim pe cale grafică.



Dacă hiperbola ce se trasează se află deasupra graficului 1 sau 2 (după caz), atunci delimitarea curentului este realizată de acesta din urmă (dictat în special de protecția contra străpungerii secundare).

Se trasează apoi o dreaptă de sarcină a redresorului cu ecuația

$$\Delta V_{ie} = V'_{romin} - I_s R_{ir} \quad (8.5)$$

unde  $V'_{romin}$  este tensiunea în gol de calcul minimă a redresorului [7] cu filtru capacitiv:

$$V'_{romin} = V_{romin} (1 + \lambda) \quad (8.6)$$

iar  $R_{ir}$  este rezistența internă a redresorului:

$$R_{ir} = \frac{\lambda V_r}{I_{smax}} \quad (8.7)$$

Trasarea dreptei se face prin tăietura  $V'_{romin}$  pe axa orizontală (valoarea minimă a acestei tensiuni conduce la curentul de scurtcircuit maxim) și aflând un al 2-lea punct cu ajutorul pantei dată de relația simplă:

$$\frac{\Delta V_{ie}}{\Delta I_s} = R_{ir}$$

Plecând din punctul de pe axa orizontală la  $V'_{romin}$  se adoptă o creștere  $\Delta I_s$  (vizibilă pe grafic) și se calculează un  $\Delta V_{ie}$  corespunzător, acestea reprezentând catetele unui triunghi dreptunghic ca cel din fig. 8.9.

La intersecția dreptei astfel construite cu limita ariei SOA construită anterior rezultă curentul de scurtcircuit maxim, necesar la calculul redresorului. Acesta rezultă mai mare decât  $I_{smax}$  și trebuie să fie suportat de redresor pe durată mare dacă nu se folosește o siguranță fuzibilă potrivită.

j) Se apreciază valoarea maximă a riplului la ieșirea stabilizatorului cu relația

$$V_{osm} \leq V_{orm} 10^{\frac{SVR}{20}} \quad (8.8)$$

Aici factorul SVR este rejecția variației tensiunii de alimentare (*supply voltage rejection*), având valoarea minimă dată în tabelul 8.1. Dacă valoarea acestui riplu de la ieșire nu este convenabilă, se poate impune reducerea într-o oarecare măsură a riplului de la ieșirea redresorului,  $V_{orm}$ .

k) Se apreciază variația totală maximă posibilă a tensiunii de la ieșirea stabilizatorului față de valoarea ei de la punerea în funcțiune. Se va considera că punerea în funcțiune a schemei are loc la  $t_a \cong 25^\circ\text{C}$ , cu o tensiune a rețelei ce alimentează redresorul de 220V și la un curent de sarcină de valoare  $0,5I_{smax}$ . Acestei tensiuni de rețea îi corespunde tensiunea nominală de alimentare a stabilizatorului  $V_r$ .

Variația totală maximă a tensiunii de ieșire; pentru un regulator integrat de tipul L78XX (cu derivă termică negativă), intervine când față de situația inițială admisă:



- tensiunea de alimentare se modifică spre  $V_{rmin}$  sau  $V_{rmax}$ ,
- curentul de sarcină se modifică spre  $I_{smax}$  sau 0,
- temperatura joncțiunilor are o variație maximă într-un sens sau altul.

Datorită situației inițiale admise, variațiile maxime ale lui  $V_r$  și  $I_s$  în jos sau în sus sunt de obicei egale. Rămâne să se stabilească variația maximă a temperaturii joncțiunilor care are valori diferite în cele două sensuri posibile.

Temperatura inițială a joncțiunilor, la  $t_a=25^\circ\text{C}$ , și pentru o putere disipată pe circuitul integrat

$$P_{do} \cong (V_r - V_s) 0,5 I_{smax}$$

va avea valoarea

$$t_{jo} \cong 25 + P_{do} (R_{thjc} + R_{thcr} + R_{thra}^*)$$

Temperatura finală a joncțiunilor va fi una dintre valorile:

$$t_{j1} \cong t_{amax} + P_{d1} (R_{thjc} + R_{thcr} + R_{thra}^*)$$

cu

$$P_{d1} = (V_{rmin} - V_s) I_{smax}$$

sau

$$t_{j2} \cong t_{amin} \quad \text{când} \quad P_d \Rightarrow 0$$

Prin urmare, variația maximă a temperaturilor joncțiunilor va fi:

$$\Delta T_{jmax} = \max \begin{cases} t_{j1} - t_{jo} \\ t_{jo} - t_{amin} \end{cases}$$

Puterea disipată pe circuitul integrat dată de curentul de alimentare propriu  $I_o$  a fost neglijată deoarece, când se face diferența temperaturilor de mai sus, efectul ei dispare.

Variația totală maximă a tensiunii de ieșire a stabilizatorului (în valoare absolută) va fi în cazul cel mai defavorabil (când cele trei variații se însumează):

$$\Delta V_{smax} = \frac{\Delta V_{sr}}{\Delta V_r} (V_{rmax} - V_r) + \Delta V_{ss} \frac{0,5 I_{smax}}{1,5} + \Delta T_{jmax} \left| \frac{\Delta V_s}{\Delta T} \right| \quad (8.9)$$

unde: -stabilizarea la variația rețelei,  $\Delta V_{sr}$  și variația tensiunii de intrare,  $\Delta V_r$ ,  
 -stabilizarea la variația sarcinii,  $\Delta V_{ss}$  și  
 -deriva termică (în valoare absolută),  $\Delta V_s / \Delta T$ ,  
 se citesc din tabelul 8.1.

Dacă stabilizatorul calculat va lucra cu un curent de sarcină aproximativ constant, atunci acesta va fi curentul de la punerea în funcțiune. Prin urmare, termenul al doilea al relației (8.9) dispare, iar din relația lui  $P_{do}$  dispare factorul 0,5.

1) Se regroupează datele necesare pentru calculul redresorului. Curentul propriu de alimentare al circuitului integrat ( $I_{ominx} \cong 6\text{mA}$ ) se poate neglija în raport cu  $I_{smax}$  și respectiv cu  $I_{scmax}$ . Astfel:

$$V_r = V_e, \quad I_r \cong I_{smax}, \quad I_{rscmax} \cong I_{scmax}$$



Mărimile  $\lambda$  și  $v_{orm}$  au fost adoptate la punctele d și a. Variațiile procentuale ale rețelei au fost date inițial.

*Observație.* Relațiile de calcul din acest paragraf sunt valabile și pentru calculul stabilizatoarelor de tensiune fixă negativă, realizate cu circuite integrate din serie L79XX, cu folosirea datelor de catalog corespunzătoare acestora.

### 8.3. Exemplu de calcul

Se va calcula un stabilizator de tensiune fixă de 5V pentru un curent maxim prin sarcină de 1,2A. Variațiile procentuale ale rețelei sunt de -15% și +15%, iar temperatura mediului este cuprinsă între +10...+40°C. Riplul de la ieșire trebuie să fie <1mV.

Amplitudinea ondulației tensiunii la ieșirea redresorului este

$$v_{orm} \approx \frac{0,1 I_{smax} (V_s + 5)}{1 + 0,05 V_s} = \frac{0,1 \cdot 1,2 (5 + 5)}{1 + 0,05 \cdot 5} \approx 1V$$

Tensiunea minimă necesară pentru alimentarea stabilizatorului adoptat de tipul L7805C va fi:

$$V_{rmin} = V_{smax} + \Delta V_{ie} + v_{orm} + 0,5 = 5,25 + 2,65 + 1 + 0,5 = 9,4V$$

unde  $\Delta V_{ie} = 2,65V$  s-a citit din graficul dat în fig.8.3 marcat cu „max”, la curentul de 1,2A.

Admițând căderea relativă de tensiune pe rezistența internă a redresorului  $\lambda = 0,15$ , rezultă tensiunile în sarcină:

$$V_r = \frac{V_{rmin}}{1 - \frac{\Delta V_{ro-}}{V_{ro}} (1 + \lambda)} = \frac{9,4}{1 - 0,15(1 + 0,15)} \approx 11,4V$$

$$V_{rmax} = V_r \left[ 1 + \frac{\Delta V_{ro+}}{V_{ro}} (1 + \lambda) \right] = 11,4 [1 + 0,15(1 + 0,15)] \approx 13,4V$$

și în gol:

$$V_{ro} \approx V_r (1 + 1,5\lambda) = 11,4 (1 + 1,5 \cdot 0,15) \approx 14V$$

$$V_{romax} = V_{ro} \left( 1 + \frac{\Delta V_{ro+}}{V_{ro}} \right) = 14 (1 + 0,15) = 16,1V$$

Se constată îndeplinirea condiției  $V_{romax} < 35V$ .

Diferența maximă de tensiune intrare-ieșire este:

$$\Delta V_{lemax} = V_{rmax} - V_{sinl} = 13,4 - 4,75 = 8,65V$$

Pentru aceasta, din fig.8.4, pentru graficul corespunzător capsulei TO 220, la  $T_j = 150^\circ C$  rezultă curentul maxim de sarcină realizabil: 1,35A, adică mai mare decât cel impus  $I_{chmax} = 1,2A$ .



Puterea disipată maximă pe circuitul integrat este:

$$P_{dmax} = (V_{emax} - V_{smin}) I_{smax} + V_{rmax} I_{omax} = (13,4 - 4,75) 1,2 + 13,4 \cdot 0,008 \approx 10,52 \text{ W}$$

Deoarece puterile disipate maxime ale circuitului integrat fără radiator sunt la  $t_{amax} = +40^\circ\text{C}$ :

- pentru capsula TO-220:

$$P_{dMAXo40} = \frac{t_{jmax}^* - 40}{R_{thjc} + R_{thca}} = \frac{140 - 40}{3 + 47} = 2 \text{ W}$$

- pentru capsula TO-3:

$$P_{dMAXo40} = \frac{t_{jmax}^* - 40}{R_{thjc} - R_{thca}} = \frac{140 - 40}{4 + 31} = 2,86 \text{ W}$$

necesitatea radiatorului este evidentă atât pentru capsula de tip TO-220 cât și pentru TO-3. Rezistența lui termică trebuie să fie pentru o capsulă TO-220:

$$R_{thra} \leq \frac{t_{jmax}^* - t_{amax}}{P_{dmax}} - R_{thjc} - R_{thcr} = \frac{140 - 40}{10,52} - 3 - 2,5 = 4^\circ\text{C/W}$$

Dimensiunea radiatorului cu această rezistență termică nu este exagerată. Circuitul integrat trebuie fixat în centrul radiatorului iar forma lui trebuie să fie patrată pentru ca dimensiunea acestuia să nu trebuiască mărită.

Puterea disipată în cazul scurtcircuitului în sarcină, pentru un radiator cu  $R_{thra} = 4^\circ\text{C/W}$  este:

$$P_{dscmax} = \frac{t_{jmax} - t_{amin}}{R_{thjc} + R_{thcr} + R_{thra}} = \frac{150 - 10}{3 + 2,5 + 4} = 14,75 \text{ W}$$

Aceasta conduce la o curbă în graficul  $I_s - \Delta V_{ic}$  foarte aproape de cea existentă în fig. 8.4 (curba 2, pentru TO-220).

Pentru trasarea dreptei de sarcină a redresorului se calculează:

$$V'_{romin} = V_{rmin} (1 + \lambda) = 9,4(1 + 0,15) = 10,8 \text{ V}$$

$$R_{ir} = \frac{\lambda V_r}{I_{smax}} = \frac{0,15 \cdot 11,4}{1,2} = 1,425 \Omega$$

Astfel, ecuația dreptei va fi:

$$\Delta V_{ic} = V'_{romin} - I_s R_{ir} \text{ sau } \Delta V_{ic} = 10,8 - 1,425 I_s$$

Trasând dreapta respectivă în graficul din fig. 8.10, la intersecția ei cu curba 2 rezultă:

$$I_{scmax} \approx 1,47 \text{ A}$$

Valoarea maximă a riplului transmis la ieșirea stabilizatorului este:

$$V_{osm} \leq V_{orm} 10^{-\frac{SVR}{20}} = 1 \cdot 10^{-\frac{62}{20}} < 1 \text{ mV}$$

adică suficient de redusă.

Puterea disipată la punerea în funcțiune a stabilizatorului va fi:

$$P_{do} = (V_r - V_s) 0,5 I_{smax} = (11,4 - 5) 0,5 \cdot 1,2 = 3,84 \text{ W}$$



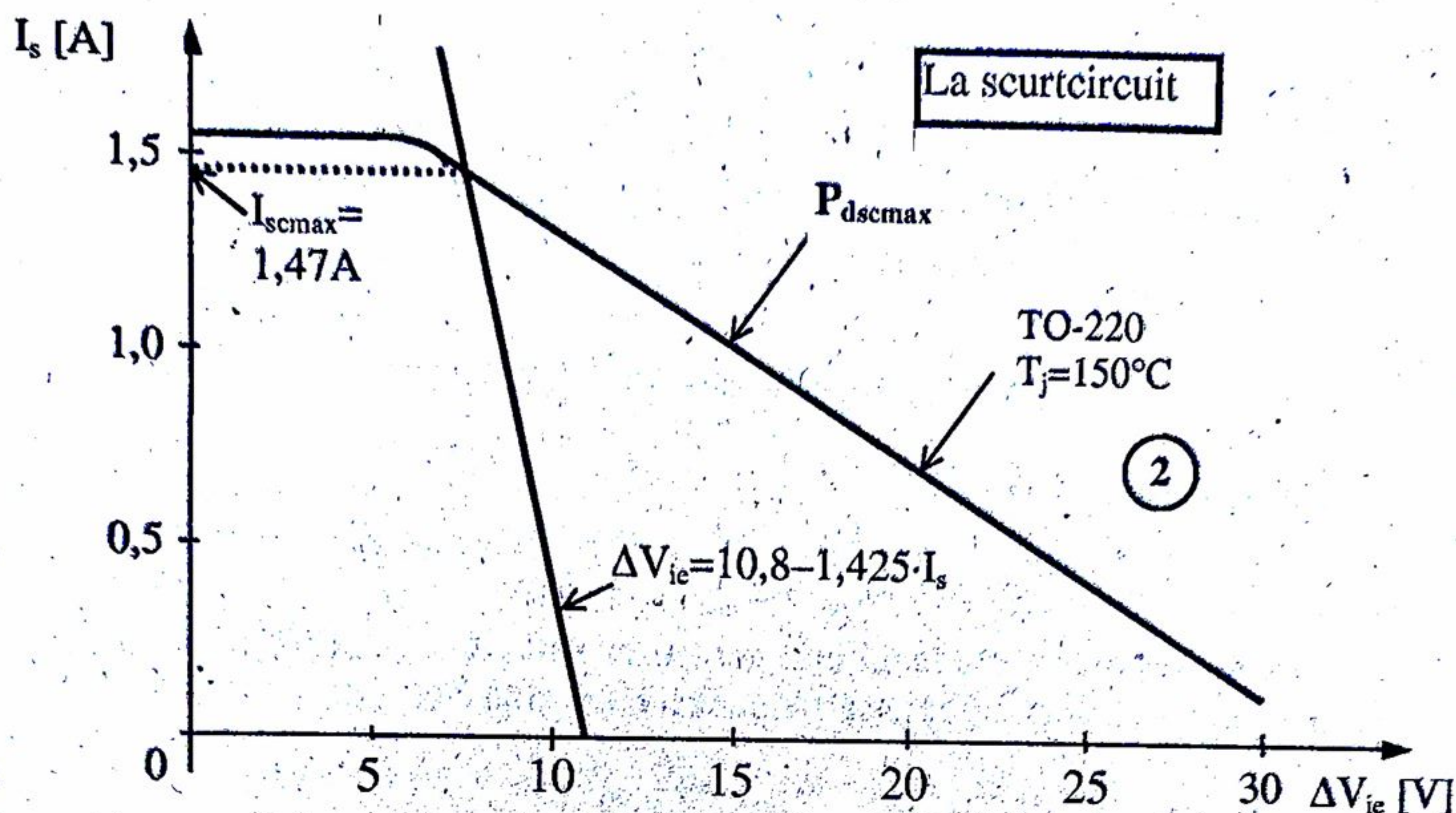


Fig.8.10. Determinarea curentului de scurtcircuit maxim al stabilizatorului.

deci

$$t_{j0} = 25 + P_{do} (R_{thjc} + R_{thcr} + R_{thra}) \approx 25 + 3,84(3 + 2,5 + 4) = 61,5^\circ\text{C}$$

Având

$$P_{dl} = (V_{rmin} - V_s) I_{smax} = (9,4 - 5) 1,2 = 5,28\text{W}$$

iar

$$t_{j1} = t_{amax} + P_{dl} (R_{thjc} + R_{thcr} + R_{thra}) = 40 + 5,28(3 + 2,5 + 4) \approx 90^\circ\text{C}$$

rezultă:

$$\Delta T_{jmax} = \max \left\{ \begin{array}{l} t_{j1} - t_{j0} = 90 - 61,5 = 28,5^\circ\text{C} \\ t_{j0} - t_{amin} = 61,5 - 10 = 51,5^\circ\text{C} \end{array} \right\} = 51,5^\circ\text{C}$$

Variația totală maximă posibilă a tensiunii de la ieșirea stabilizatorului va fi în cazul cel mai defavorabil:

$$\begin{aligned} \Delta V_{smax} &= \frac{\Delta V_{sr}}{\Delta V_r} (V_{rmax} - V_r) + \Delta V_{ss} \frac{0,5 I_{smax}}{1,5} + \Delta T_{jmax} \left| \frac{\Delta V_s}{\Delta T} \right| = \\ &= \frac{50}{4} (13,4 - 11,4) + 100 \cdot \frac{0,5 \cdot 1,2}{1,5} + 51,5 \cdot 1,1 = 121,5\text{mV} \end{aligned}$$

Mărimile necesare la calculul redresorului sunt:

$V_r = 11,4\text{V}$ ,  $I_r = I_{smax} = 1,2\text{A}$ ,  $I_{rscmax} = I_{scmax} \approx 1,47\text{A}$ ,  $\lambda = 0,15$ ,  $V_{orm} = 1\text{V}$ , variația procentuală a rețelei  $\pm 15\%$ .



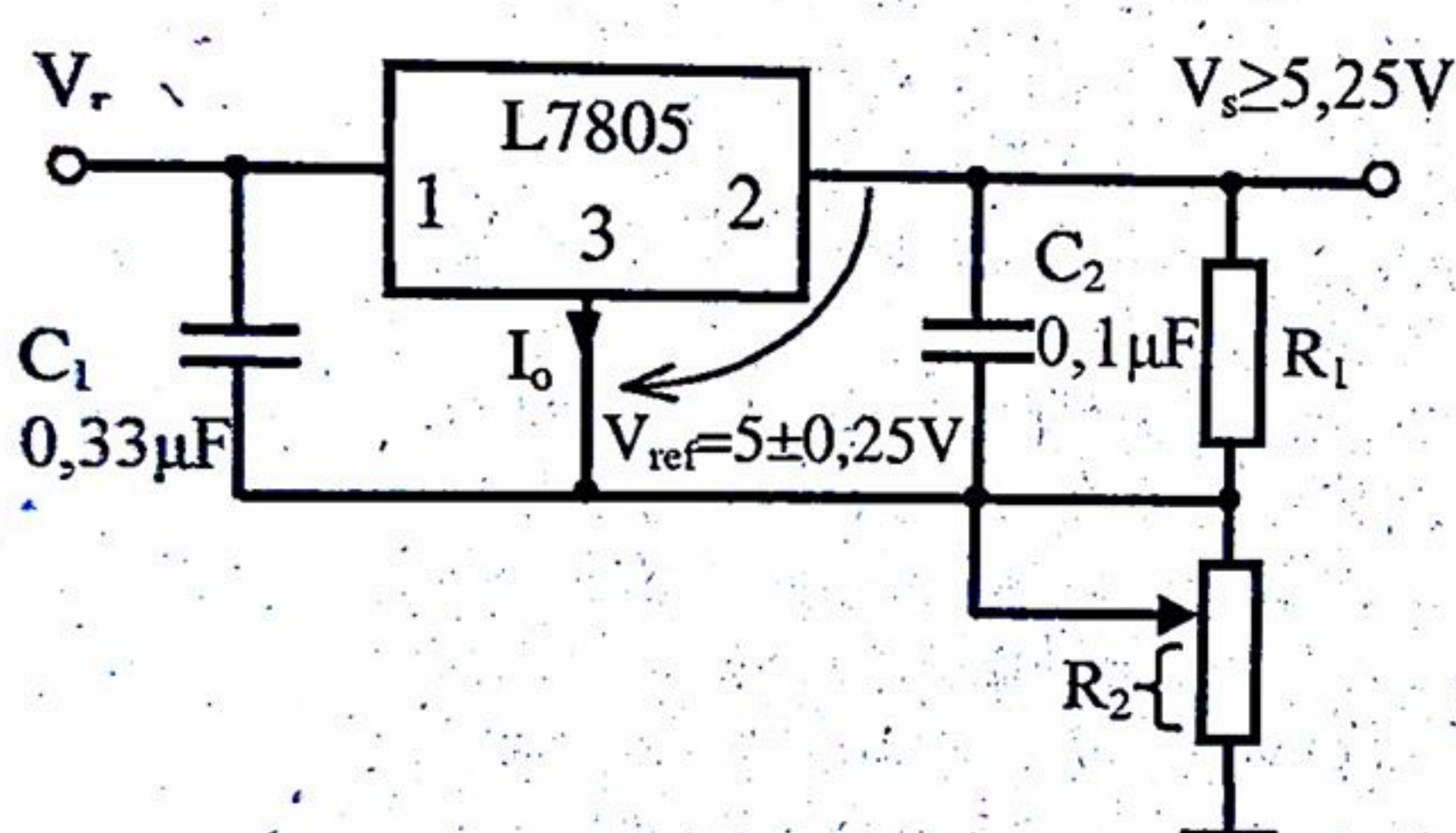
## CAPITOLUL 9

# STABILIZATOARE DE TENSIUNE AJUSTABILĂ CU CIRCUITUL INTEGRAT L7805

## 9.1. Prezentarea schemelor

Pentru înțelegerea celor ce urmează este recomandată parcurgerea mai întâi a paragrafului 8.1, în care este prezentat integratul L7805.

Este posibilă obținerea unei tensiuni stabilizate ajustabile pe baza circuitului integrat 7805 (sau altul de tensiune mai mare) cu schema din fig. 9.1 [17]. Aici:



$$V_s = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_{ref} + I_o R_2$$

unde  $I_o$ , curentul consumat în gol de către circuitul integrat, nu este precis delimitat (cunoscut); în plus, el depinde de temperatura cipului. Dacă se dorește ca efectul lui  $I_o$  să fie neglijabil, ar trebui să se folosească rezistență  $R_2$  redusă, deci și o rezistență  $R_1$  redusă. Crește astfel consumul de putere în divizor și puterea disipată pe circuitul integrat.

Prin urmare, circuitul din fig.9.1 nu este de performanță. Se preferă complicarea lui prin introducerea unui repetor cu amplificator operațional care să preia curentul  $I_o$  fără ca rezistența  $R_2$  din divizor să mai fie parcursă de către acesta (fig.9.2) [17]. Într-adevăr, curenții de intrare ai AO fiind neglijabili, prin divizorul  $R_1$ -P- $R_2$  circulă numai un curent redus, stabilit de proiectant, și rezistențele pot fi de valori mari.

Extremele tensiunii pe sarcină pot fi ajustate aici exact la valorile dorite prin rezistențele semivariabile  $R_1$  și  $R_2$ . În lipsa ajustărilor, dispersia acestor două limite poate fi mare (din cauza dispersiei tensiunii de referință și a impreciziei potențiometrului P).



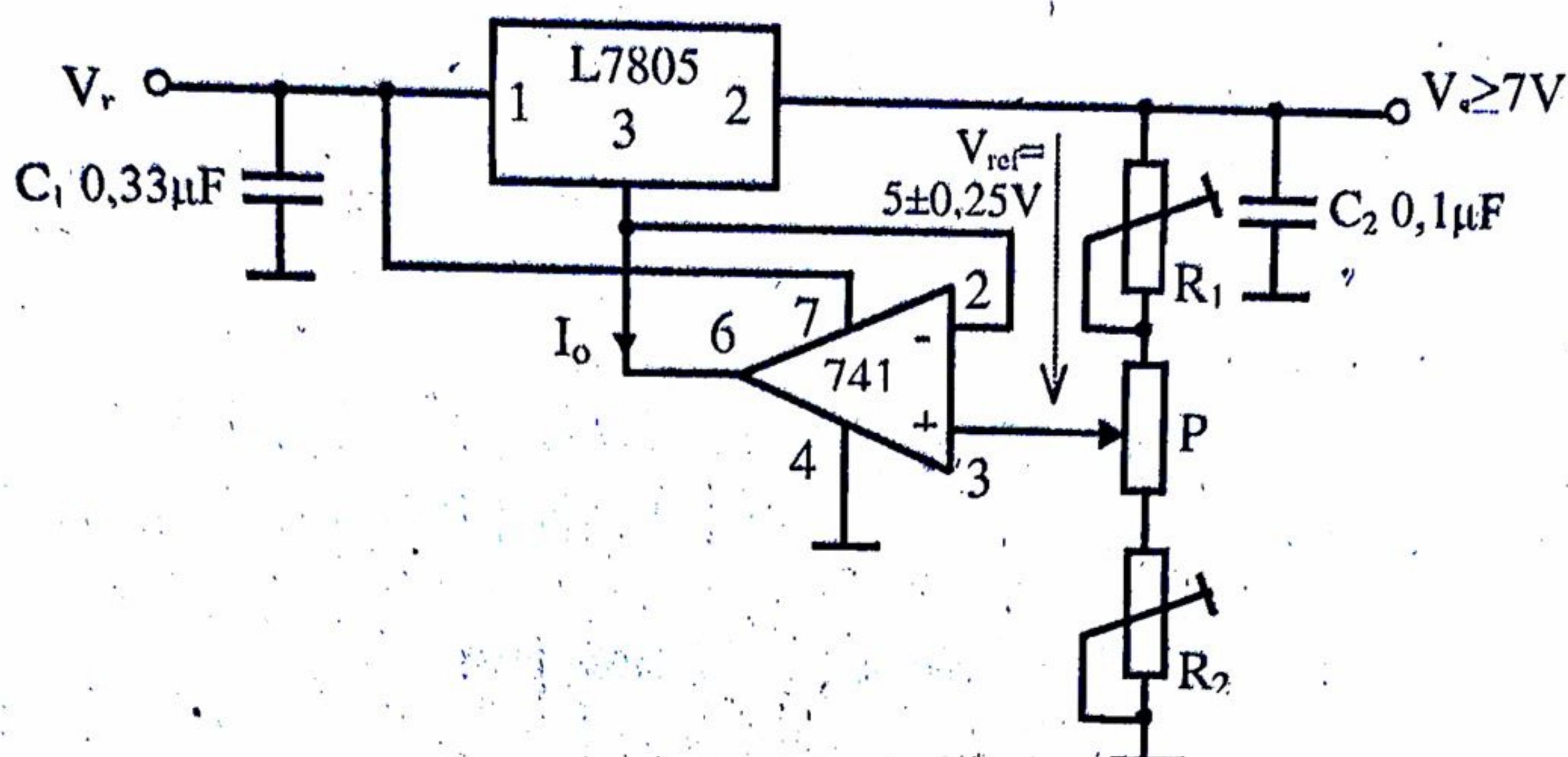


Fig.9.2. Stabilizator de tensiune ajustabilă cu AO.

Extremele tensiunii pe sarcină  $V_s$  obținute pentru pozițiile extreme ale cursorului potențiometrului sunt:

$$V_{smin} = V_{ref} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1 + P} \right) \geq 7V \quad ; \quad V_{smax} = V_{ref} \left( 1 + \frac{P + R_2}{R_1} \right) \quad (9.1)$$

și se vor stabili cu destulă exactitate într-un montaj dat prin câteva ajustări consecutive ale rezistențelor  $R_1$  și  $R_2$ .

Limitarea inferioară a gamei tensiunii stabilizate se datorește adăugării la tensiunea de referință maximă de 5,25V a unei tensiunii de ordinul 1,5...2V minime necesare pe intrările amplificatorului operațional alimentat numai de la o sursă de tensiune pozitivă (coborârea tensiunii sub această valoare provoacă scoaterea amplificatorului din regimul liniar și stabilizatorul nu mai lucrează corect).

Este posibilă obținerea unei tensiuni de ieșire ajustabilă de la cca 6V, cu ajutorul schemei modificate din fig.9.3. Limitarea inferioară la 6V a gamei tensiunii de ieșire  $V_s$  este impusă de suma dintre tensiunea de referință  $V_{ref} = 5V$  și tensiunea minimă de ieșire a AO (alimentat cu o singură sursă pozitivă -notată  $V_e$ ). Aceasta din urmă este aproximativ de 1V. Pe traseul intrărilor AO intervine atunci suma dintre tensiunea dintre intrare și masă (căderea pe  $R_2$  cu valoare minimă egală aproximativ cu 2V) și o fracțiune din tensiunea de referință,  $V'_{ref}$  (cu valoarea maximă de 4V deoarece suma aceasta are o limită minimă tot de 6V).

Astfel, pentru tensiunea minimă a gamei se poate scrie relația:

$$V_{smin} = V_{ref} \frac{R_3}{R_3 + R_4} \frac{R_1 + P + R_2}{R_1 + P} \geq 6V$$

Valoarea maximă a gamei tensiunii  $V_s$  se obține când cursorul potențiometrului P este în poziția de sus și are expresia:



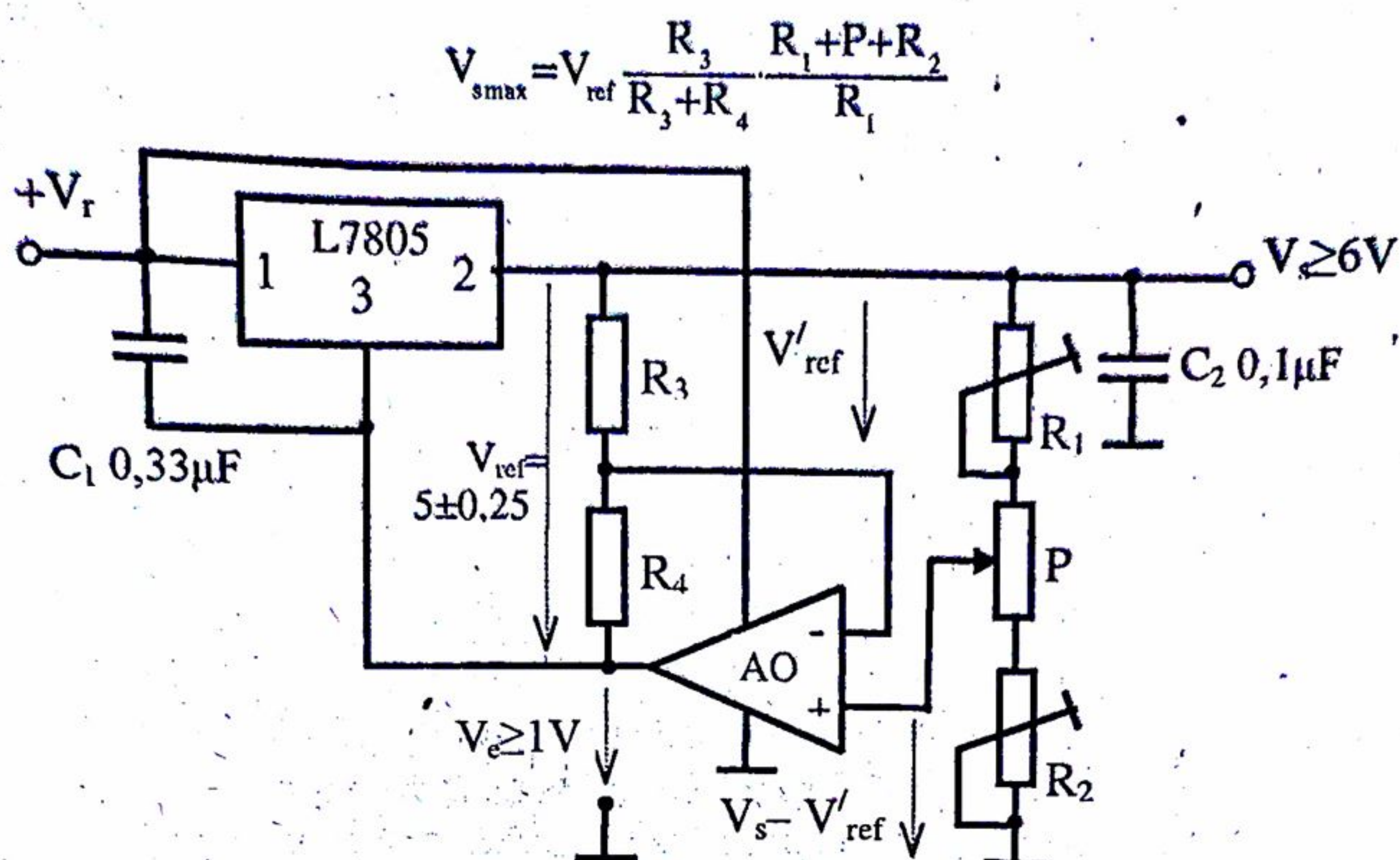


Fig. 9.3. Stabilizator de tensiune ajustabilă de la cca 6V.

Pentru ca ajustarea tensiunii  $V_s$  să se realizeze începând de la o valoare mai mică decât 6V, de exemplu 0,5V (aceasta fiind căderea de tensiune pe  $R_3$ , ce nu se poate reduce la o valoare mai apropiată de zero) este necesară alimentarea AO și cu o sursă negativă  $V_{r2}$  de valoare corespunzătoare (fig. 9.4).

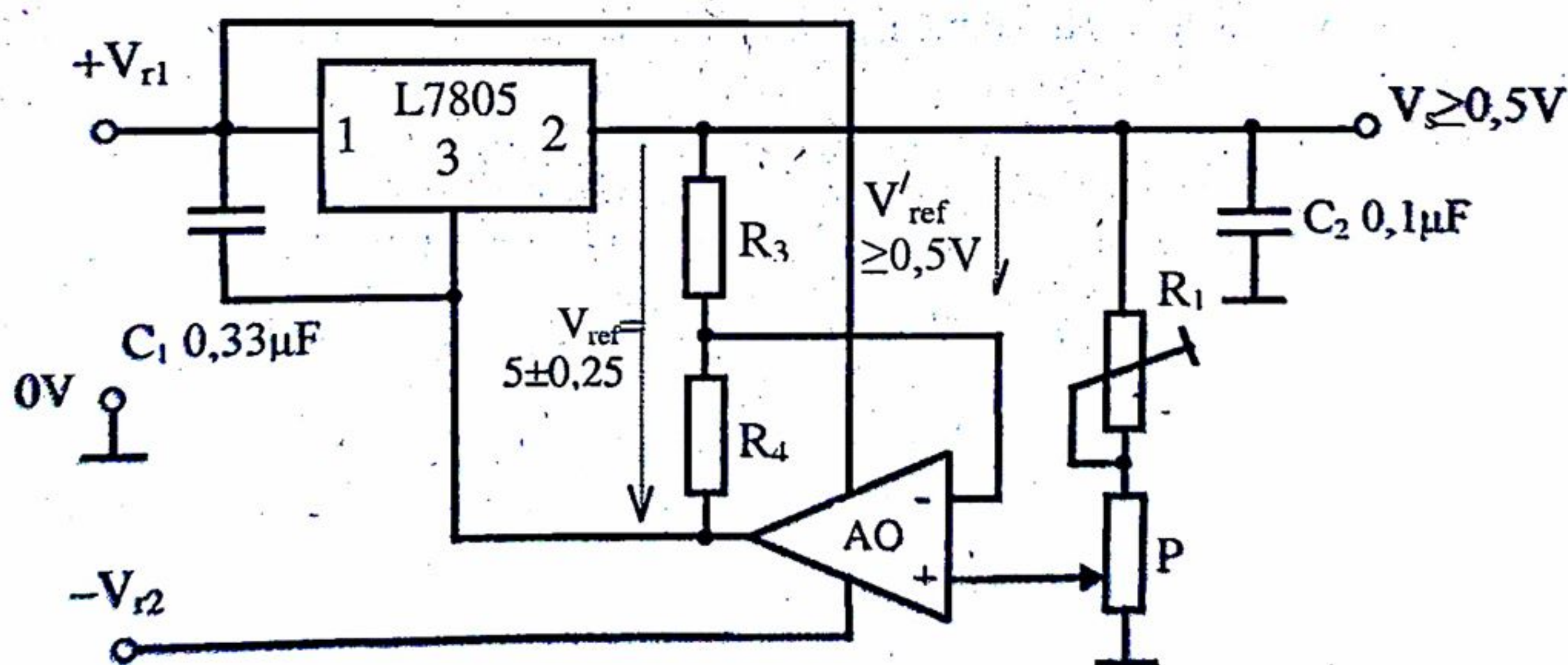


Fig. 9.4. Stabilizator de tensiune ajustabilă de la cca 0,5V.

Extremele tensiunii de ieșire sunt în acest caz:

$$V_{smin} = V_{ref} \frac{R_3}{R_3 + R_4} \geq 0,5V \quad ; \quad V_{smax} = V_{ref} \frac{R_3}{R_3 + R_4} \frac{R_1 + P}{R_1}$$



În acest ultim caz (fig.9.4) limita superioară a gamei coboară față de aplicațiile anterioare deoarece crește tensiunea totală de alimentare a AO și a regulatorului integrat.

Astfel, fiind necesară o tensiune de alimentare  $V_{r2}$  cu valoare absolută minimă (la curent redus) de valoare

$$|V_{r2}|_{\min} \cong |V_{s\min} - (V_{ref\max} + 1)| \cong |0,5 - (5,25 + 1)| = 5,75V$$

și considerând variația rețelei de  $\pm 10\%$ , rezultă o tensiune  $|V_{r2\max}| \cong 7V$  și alimentarea AO se va face la o tensiune maximă:

$$E_{AO\max} \cong V_{rol\max} + |V_{r2\max}|$$

Alimentarea regulatorului atinge valoarea superioară:

$$E_{REG\max} \cong V_{rol\max} + |V_{s\min} - V_{ref}|$$

care pentru  $V_{s\min} = 0,5V$  conduce la un supliment (față de  $V_{rol\max}$ ) de  $4,5V$ .

Schemele din fig.9.3 și 9.4 pot fi considerate ca soluții mai complicate decât aceea care utilizează regulatorul integrat LM317 (prezentat într-un capitol următor).

Totuși schema din fig.9.4 păstrează un mic avantaj, acela că tensiunea de ieșire este ajustabilă începând cu o valoare de ordinul  $0,5V$ , în timp ce regulatorul LM317 asigură tensiunea ajustabilă de la  $1,25V$ .

## 9.2. Relații de calcul

Datele inițiale pentru dimensionarea stabilizatorului de tensiune variabilă cu integratul de tip L7805 sunt:

- limitele tensiunii pe sarcină  $V_{s\min}$  și  $V_{s\max}$  (fără ca  $V_{s\min}$  să coboare sub  $0,5V$ );
- curentul maxim necesar în sarcină:  $I_{s\max}$  (nu mai mare de  $1...1,2A$  pentru un domeniu restrâns de ajustare a tensiunii  $V_s$ , și sub  $1A$  în cazul unui domeniu larg);
- variațiile procentuale ale rețelei:  $100 \frac{\Delta V_{ro+}}{V_{ro}}$ , și  $100 \frac{\Delta V_{ro-}}{V_{ro}}$ ;
- gama temperaturilor mediului:  $t_{amin} - t_{amax}$ ;
- mărimea riplului de la ieșire:  $V_{osm}$ .

Pentru calculul stabilizatorului se parcurg următoarele etape:

a) Se parcurg punctele a, b, c și d din paragraful 8.2 folosind în calcule tensiunea  $V_{s\max}$  dată mai sus.

b) Se adoptă schema necesară dintre cele date în fig. 9.2, 9.3 și 9.4, în funcție de tensiunea  $V_{s\min}$  dorită. Dacă se adoptă schema din fig.9.4 (pentru  $V_{s\min} \geq 0,5V$ ), se determină tensiunea minimă a sursei negative de alimentare a AO cu relația:

$$|V_{r2}|_{\min} = |V_{s\min} - (V_{ref\max} + 1)|$$



Deoarece tensiunea  $V_{r2}$  se obține de la rețea printr-un redresor de curent redus și practic constant, se poate stabili tensiunea

$$|V_{r2}|_{\max} = |V_{r2}|_{\min} \left[ 1 + \frac{\Delta V_{ro+}}{V_{ro}} + \frac{\Delta V_{ro-}}{V_{ro}} \right]$$

c) Se verifică îndeplinirea condiției:

$$V_{ro1\max} + |V_{r2}|_{\max} < 35V$$

eventual cu  $|V_{r2}|_{\max} = 0$  pentru cazul schemelor din fig.9.2 și 9.3. Dacă această condiție nu este îndeplinită, schema adoptată nu se poate utiliza pentru obținerea limitei superioare date a tensiunii  $V_s$ .

d) Se parcurge punctul f de la paragraful 8.2.

e) Dacă la punctul d a rezultat că sursa se poate realiza, se calculează în continuare puterea disipată maximă pe circuitul integrat:

$$P_{d\max} = \Delta V_{ie\max} \cdot I_{s\max} + (V_{rl\max} - V_{s\min} + V_{ref\max}) I_{o\max} \quad [W]$$

f) Se parcurg punctele h, i, j, k și l din paragraful 8.2

g) Se calculează rezistențele  $R_3$  și  $R_4$  din divizorul tensiunii de referință, pentru cazul schemei din fig.9.3 sau 9.4. Mai întâi trebuie adoptată fracțiunea  $V'_{ref}$  din tensiunea de referință  $V_{ref}$ . Pentru cazul din fig.9.3 se poate adopta

$$4 \leq V'_{ref} \leq V_{s\min} - 2 \quad [V]$$

Pentru cazul din fig.9.4 se poate adopta

$$0,5 \leq V'_{ref} \leq V_{s\min}$$

Se admite prin divizorul  $R_3$ - $R_4$  un curent redus, de exemplu, 0,5mA și atunci rezultă cele două rezistențe din relațiile:

$$R_3 = \frac{V_{ref}}{0,5} ; \quad R_4 = \frac{V_{ref} - V'_{ref}}{0,5} \quad [k\Omega]$$

Se vor adopta apoi pentru rezistențe valori normalizate pentru toleranța de 1...2%

h) Se calculează rezistențele  $R_1$ ,  $P$ ,  $R_2$  din divizorul de la ieșire pentru cazul când se folosesc semivariabile de ajustare exactă a ambelor capete ale gamei de tensiune impuse  $V_s$ . Pentru schema din fig.9.2 se determină mai întâi valoarea potențiometrului  $P$  din sistemul:

$$\begin{cases} V_{s\min} \frac{0,5R_1 + P}{0,5R_1 + P + 0,5R_2} = V_{ref} \\ V_{s\max} \frac{0,5R_1}{0,5R_1 + P + 0,5R_2} = V_{ref} \\ 0,5R_1 + P + 0,5R_2 = \frac{V_{s\max}}{5} \end{cases} \quad [k\Omega] \quad (9.1)$$



unde ultima ecuație impune un curent prin divizor de 5mA pentru situația cu  $V_{smax}$  la ieșirea stabilizatorului.

Apoi potențiometrul  $P$  se normalizează la o valoare imediat superioară (ori la una inferioară când aceasta este apropiată). Se calculează apoi rezistențele semivariabile  $R_1$  și  $R_2$  din primele două ecuații și se normalizează în general în sus (cu excepția cazului când valoarea normalizată inferioară este foarte aproape de valoarea calculată).

La punerea în funcțiune a schemei, cu cursorul potențiometrului pus pe rând la capete, se ajustează consecutiv din  $R_1$  și  $R_2$  cele două extreme ale tensiunii  $V_s$  impuse.

Pentru schema din fig.9.3 se poate adopta tensiunea de referință  $V_{ref}=4V$  și atunci rezistențele divizorului tensiunii de ieșire se determină din sistemul de ecuații:

$$\begin{cases} V_{smin} \frac{0,5R_1 + P}{0,5R_1 + P + 0,5R_2} = V'_{ref} \\ V_{smax} \frac{0,5R_1}{0,5R_1 + P + 0,5R_2} = V'_{ref} \\ 0,5R_1 + P + 0,5R_2 = \frac{V_{smax}}{5} \end{cases} \quad [k\Omega] \quad (9.2)$$

La definitivarea valorilor pentru  $P$ ,  $R_1$  și  $R_2$  se procedează ca și în cazul sistemului de ecuații 9.3.

Pentru schema din fig.9.4 se poate adopta  $V'_{ref}=V_{smin}$  și se calculează mai întâi valoarea potențiometrului  $P$  din sistemul de ecuații:

$$\begin{cases} V_{smax} \frac{0,5R_1}{0,5R_1 + P} V'_{ref} \\ 0,5R_1 + P = \frac{V_{smax}}{5} \end{cases} \quad [k\Omega] \quad (9.3)$$

Se normalizează întâi valoarea potențiometrului  $P$ , apoi se determină valoarea rezistenței  $R_1$  din prima ecuație a sistemului și se normalizează.

i) Se adoptă amplificatorul operațional care poate fi de tipul uzual, de exemplu UA 741. Se verifică îndeplinirea condiției pentru tensiunile de alimentare ale AO:

$$V_{rolmax} + |V_{r2}|_{max} < V_{MAX}^+ + |V_{MAX}^-|,$$

unde  $V_{MAX}^+$  și  $|V_{MAX}^-|$  sunt tensiunile de alimentare maxime admise date în catalog pentru amplificatorul adoptat ( $\pm 22V$  pentru UA741).

Curentul consumat de la sursele de alimentare de către AO este de obicei neglijabil.



### 9.3. Exemplu de calcul

Se va calcula un stabilizator de tensiune ajustabilă în gama 6-18V, ce poate furniza un curent  $I_{smax}=0,75A$ . Variațiile procentuale ale rețelei sunt  $\pm 10\%$ , iar gama temperaturilor mediului în care lucrează stabilizatorului este  $+10...30^{\circ}C$ . Riplul de la ieșire trebuie să fie  $< 1mV$ .

Amplitudinea ondulației tensiunii redresate  $V_{r1}$  poate fi egală cu

$$V_{orm} \cong \frac{0,1 I_{smax} (V_{smax} + 5)}{1 + 0,05 V_{smax}} = \frac{0,1 \cdot 0,75 (18 + 5)}{1 + 0,05 \cdot 18} \cong 0,9V$$

Având  $t_{amin} > 0^{\circ}C$  se adoptă un circuit integrat de tipul L 7805C.

Tensiunea minimă de alimentare a stabilizatorului este

$$V_{rmin} \cong V_{smax} + \Delta V_{ie} + v_{orm} + 0,5 = 18 + 2,3 + 0,9 + 0,5 = 21,7V$$

(cu  $\Delta V_{ie}$  citită din graficul dat în fig. 8.3 și notat cu „max”).

Valorile nominală și maximă ale tensiunii redresate în plină sarcină și în gol sunt:

$$V_r = \frac{V_{rmin}}{1 - \frac{\Delta V_{ro-}}{V_{ro}} (1 + \lambda)} = \frac{21,7}{1 - 0,1(1 + 0,1)} \cong 24,4V$$

$$V_{rmax} = V_r \left[ 1 + \frac{\Delta V_{ro+}}{V_{ro}} (1 + \lambda) \right] = 24,4 [1 + 0,1(1 + 0,1)] = 27,1V$$

$$V_{ro} \cong V_r (1 + 1,5\lambda) = 24,4 (1 + 1,5 \cdot 0,1) \cong 28V$$

$$V_{romax} = V_{ro} \left( 1 + \frac{\Delta V_{ro+}}{V_{ro}} \right) = 28 (1 + 0,1) = 30,8V$$

Se adoptă pentru stabilizator schema din fig. 9.3, în care AO se alimentează cu o singură sursă de alimentare ( $V_r$ ).

Se constată că se îndeplinește condiția:

$$V_{romax} = 30,8V < 35V$$

Diferența maximă de tensiune intrare-ieșire este:

$$\Delta V_{lemax} = V_{rmax} - V_{smin} = 27,1 - 6 = 21,1V$$

Pentru aceasta, din fig. 8.4, pentru graficul corespunzător capsulei TO-3, la  $T_j = 150^{\circ}C$  rezultă curentul de sarcină maxim realizabil de 0,9A, care depășește valoarea impusă  $I_{smax} = 0,75A$ . Deci, sursa se poate realiza.

Puterea disipată maximă pe circuitul integrat va fi:

$$P_{dmax} = \Delta V_{lemax} \cdot I_{smax} + (V_{rmax} - V_{smin} + V_{refmax}) I_{omax} = 21,1 \cdot 0,75 + (27,1 - 6 + 5,25) 8 \cdot 10^{-3} \cong 16W$$

Necesitatea radiatorului de răcire pentru circuitul integrat este evidentă. Capsula TO-3



fără radiator poate disipa numai o putere (vezi paragraful 8.1 și 8.2):

$$P_{dMAXo} = \frac{t_{jMAX}^* - t_{amax}}{R_{thjc} + R_{thca}} = \frac{140 - 30}{4 + 31} = 3,14W$$

Rezistența termică a radiatorului necesar este:

$$R_{thra} \leq \frac{t_{jMAX}^* - t_{amax}}{P_{dmax}} - R_{thjc} - R_{thcr} = \frac{140 - 30}{16} - 4 - 0,5 \approx 2,38^\circ C/W$$

Se adoptă  $R_{thra} = 2,3^\circ C/W$ . Dimensiunile unui radiator cu aripioare vertical având această rezistență termică nu sunt exagerate. Circuitul integrat va fi montat în centrul radiatorului.

Puterea disipată maximă în regim de scurtcircuit la ieșire va fi (pentru cazul când temperatura mediului este minimă)

$$P_{dscmax} = \frac{t_{jMAX}^* - t_{amin}}{R_{thjc} + R_{thcr} + R_{thra}} = \frac{150 - 10}{4 + 0,5 + 2,3} = 20,6W$$

Aceasta conduce în graficul  $I_s - \Delta V_{ie}$  din fig. 8.4 la o limită a zonei SOA apropiată de cea marcată cu  $P_d = 18W$  pentru capsulă de tip TO-3, astfel că pentru o diferență de tensiune intrare-ieșire  $\Delta V_{iesc} \approx V_{rmin} = 21,7V$  rezultă:

$$I_{scmax} \approx 0,95A$$

care este cu ceva mai mare decât curentul maxim de sarcină  $I_{smax} = 0,75A$ .

Valoarea maximă a riplului transmis la ieșire prin stabilizator va fi suficient de redusă:

$$V_{osm} \leq V_{orm} \cdot 10^{\frac{SVR}{20}} = 0,9 \cdot 10^{\frac{62}{20}} < 1mV$$

Variația totală maximă posibilă a tensiunii de la ieșirea stabilizatorului va fi (paragraful 8.2):

$$\begin{aligned} \Delta V_{smax} &\leq \Delta V_{sr} \frac{V_{rmax} - V_{rmin}}{\Delta V_r} + \Delta V_{ss} \frac{I_{smax}}{1,5} + \Delta T_{jmax} \left| \frac{\Delta V_s}{\Delta T} \right| = \\ &= 50 \frac{27,1 - 21,7}{4} + 100 \frac{0,75}{1,5} + (140 - 25) 1,1 \approx 244mV \end{aligned}$$

Așa cum se poate constata din catalog, în cazul unor valori tipice pentru  $\Delta V_{sr}$  și  $\Delta V_{ss}$  variația totală a tensiunii nu atinge această valoare. Rămâne totuși contribuția variației temperaturii joncțiunilor între situațiile când sursa lucrează în gol și apoi în plină sarcină.

Mărimile necesare pentru calculul redresorului sunt:

$V_r = 24,4V$ ,  $I_r = I_{smax} = 0,75A$ ,  $I_{rscmax} = 0,95A$ ,  $\lambda = 0,1$ ,  $V_{orm} = 0,9V$ ,  
și variația procentuală a rețelei:  $\pm 10\%$ .

Se admite  $V_{ref} = 4V$  și rezultă rezistențele:



$$R_3 = \frac{V'_{ref}}{0,5} = \frac{4}{0,5} = 8k\Omega ; \quad R_4 = \frac{V_{ref} - V'_{ref}}{0,5} = \frac{5-4}{0,5} = 2k\Omega .$$

Se adoptă rezistențe cu toleranță de 2% , și anume

$$R_3 = 8,25 k\Omega \pm 2\% , \quad R_4 = 2,05 k\Omega \pm 2\%$$

(ambele mai mari aproximativ, cu același procent față de valorile calculate).

Din sistemul de ecuații ce urmează se va calcula valoarea necesară pentru potențiometrul P:

$$\begin{cases} V_{smin} \frac{0,5R_1 + P}{0,5R_1 + P + 0,5R_2} = V'_{ref} \\ V_{smax} \frac{0,5R_1}{0,5R_1 + P + 0,5R_2} = V'_{ref} \\ 0,5R_1 + P + 0,5R_2 = \frac{V_{smax}}{5} \end{cases}$$

sau

$$\begin{cases} 6 \cdot \frac{0,5R_1 + P}{0,5R_1 + P + 0,5R_2} = 4 \\ 18 \cdot \frac{0,5R_1}{0,5R_1 + P + 0,5R_2} = 4 \\ 0,5R_1 + P + 0,5R_2 = \frac{18}{5} \end{cases}$$

Prin rezolvare în raport cu P se obține valoarea  $P = 2,96k\Omega$ . Se va normaliza potențiometrul la valoarea  $P = 2,5k\Omega$ . Cu aceasta se calculează rezistențele semivariabile  $R_1$  și  $R_2$  din divizor cu primele două ecuații ale sistemului obținând:  $R_1 = 2,5k\Omega$ , adică tocmai o valoare normalizată, și  $R_2 = 3,74k\Omega$ . Aceasta din urmă se normalizează la  $R_2 = 5k\Omega$ .

Se adoptă un AO uzual, de exemplu tipul UA741C/E a cărei tensiune de alimentare maximă îndeplinește condiția

$$V_{romax} + |V_{r2}|_{max} < V_{MAX} + |V_{MAX}| ,$$

deoarece

$$30,8 + 0 < 22 + 22 = 44V$$



## CAPITOLUL 10

## STABILIZATOR DE TENSIUNE AJUSTABILĂ CU CIRCUIT INTEGRAT LM117(217,317)

### 10.1. Prezentarea circuitului integrat și a schemei

Circuitele integrate LM117(217,317) sunt regulatoare de tensiune cu performanțe ameliorate față de regulatoarele de tensiune fixă [20]. Ele sunt precise și au o dispersie redusă a tensiunii de referință. Ca și regulatoarele de tensiune fixă, includ toate protecțiile necesare: la supracurent, la scurtcircuit (protecție termică) și contra străpungerii secundare. Tensiunea de ieșire a stabilizatoarelor realizate cu aceste circuite integrate se poate ajusta simplu într-o gamă largă: 1,2 . . . 35 V [17]. Fiind un regulator "flotant" (nu are masă), el se poate utiliza și pentru stabilizarea unor tensiuni mari sau pentru stabilizare de curent [17].

Diferența între cele trei tipuri de regulatoare date mai sus constă doar în gama temperaturilor de lucru ale joncțiunilor care se prezintă astfel:

- la tipul LM117:  $t_j = -55 \dots 150^\circ\text{C}$ , capsula de tip TO-3;
- la tipul LM217:  $t_j = -25 \dots 150^\circ\text{C}$ , capsula de tip TO-220 și TO-3;
- la tipul LM317:  $t_j = 0 \dots 125^\circ\text{C}$ .

Indicativul primește în plus litera "T" pentru capsula "TO-220" sau litera "K" pentru capsula TO-3 [17].

În fig.10.1 se prezintă conexiunile la capsulă pentru aceste circuite integrate.

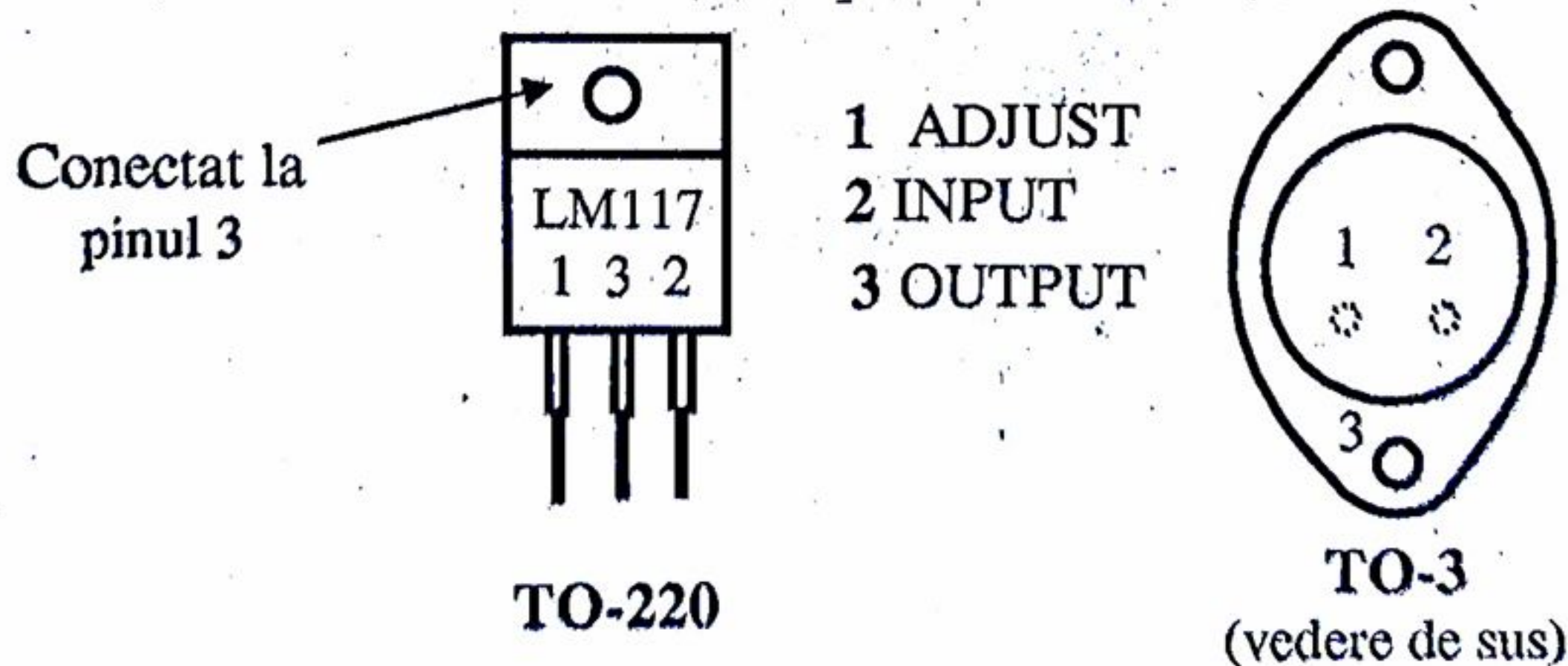


Fig10.1. Conexiunile la capsulele reguletoarelor integrate LM117,217,317.



Schema bloc simplificată a reguletoarelor integrate LM117,217,317 este prezentată în fig. 10.2. Ea include o serie de blocuri tipice pentru stabilizatoarele de tensiune integrate:

ERS – element de reglare serie;  
 AE – amplificator de eroare;  
 STR – sursa de tensiune de referință;  
 CD – circuit de demarare (pornire);  
 CP – circuit de protecție.

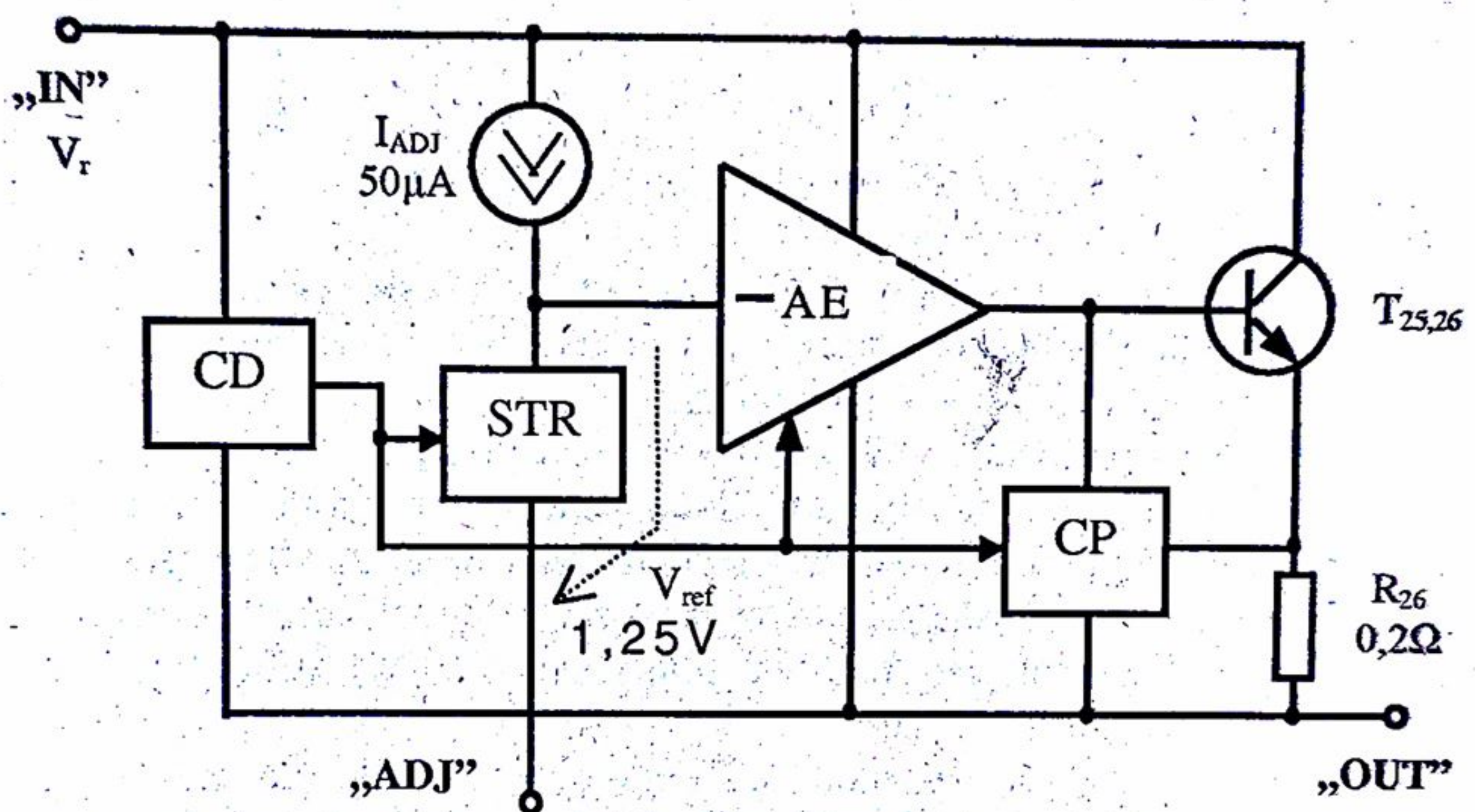


Fig.10.2. Structura reguletoarelor LM117,217,317.

Sursa de curent de  $50\mu\text{A}$  polarizează sursa de tensiune de referință de tip "bandgap" de  $1,25\text{ V}$ . Toate celelalte circuite sunt alimentate de tensiunea  $V_{ie} \geq 2\text{V}$  (pentru  $I_s=1\text{A}$ ), adică prin căderea de tensiune redusă între intrare - ieșire. Prin terminalul ADJ (pentru ajustare) iese doar curentul constant al sursei de  $50\mu\text{A}$  (cu dispersie ajungând până la  $100\mu\text{A}$ ) [17]. Schema tipică a unui stabilizator de tensiune ajustabilă este prezentată în fig.10.3. Sursa de tensiune de referință este cuprinsă în serie în bucla de reacție negativă serie a amplificatorului de eroare (care nu este amplificator diferențial).

Circuitul de demarare, realizat doar cu câteva componente, acționează un timp scurt după conectarea alimentării și forțează intrarea în regim normal a sursei de curent multiple ce polarizează blocurile: STR (sursa de tensiune de referință), AE (amplificator de eroare), CP (circuit de protecție). Cele trei protecții integrate pentru elementul de reglare serie sunt de tip clasic. Totuși, pentru reducerea căderii de tensiune pe rezistența de testare a curentului  $R_{26}$  (deci a tensiunii minime  $V_{ie}$ ), circuitul de protecție la supracurent are o structură specială.



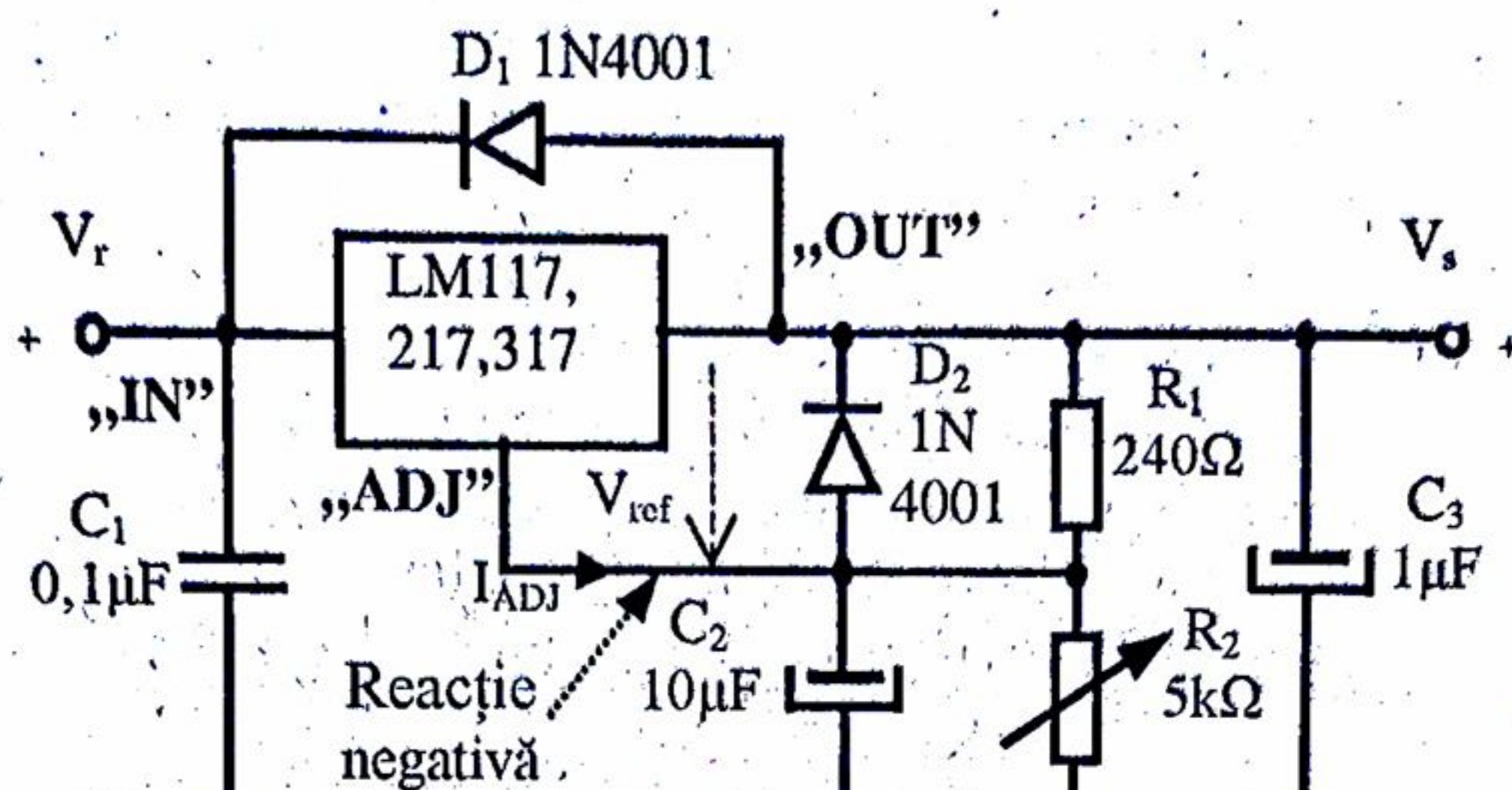


Fig. 10.3: Schema tipică de stabilizator.

Condensatoarele din schema de utilizare au următoarele efecte:

C1 – decuplaj pentru perturbații și zgomote de înaltă frecvență;

C2 – îmbunătățirea rejecției ripului tensiunii;

C3 – îmbunătățirea răspunsului tranzitoriu la ieșirea stabilizatorului.

Schema din fig. 10.3 include două diode pentru protecția circuitului integrat în caz de cădere a tensiunii de alimentare sau scurtcircuit la intrare ( $D_1$ ) sau scurtcircuit la ieșire ( $D_2$ ), când condensatoarele  $C_3$ , respectiv  $C_2$  se descarcă prin integrat, producând deteriorarea acestuia, în special pentru capacități mari (în cazul tensiunilor de ieșire mari).

Divizorul  $R_1$  și  $R_2$  are în primul rând rolul de a fixa valoarea tensiunii de ieșire (pe sarcină). Dar prin acest divizor trebuie să se închidă curentul minim al regulatorului integrat când schema lucrează în gol.

Rezistența  $R_1$  trebuie să fie montată cât mai aproape de borna  $V_s$ , iar capătul dinspre masă al rezistenței  $R_2$  trebuie să fie foarte aproape de masa sarcinii, pentru a se îmbunătăți stabilizarea în raport cu sarcina (reducerea rezistenței de ieșire a stabilizatorului). Pentru schema din fig. 10.3, tensiunea de ieșire are expresia:

$$V_s = (1 + R_2/R_1)V_{ref} + I_{adj}R_2 \approx (1 + R_2/R_1)V_{ref}$$

Aproximarea este posibilă deoarece curentul  $I_{adj}$  este redus ( $< 100 \mu A$ ), iar rezistența  $R_2$  nu are valoare mare.

Mărimile limită pentru circuitele integrate 117, 217, 317 sunt:

-Tensiunea diferențială între intrare - ieșire  $V_{ieMAX} = 40V$ ;

-Curentul maxim de ieșire (limitat intern), la  $T_j = 150^\circ C$  ( $125^\circ C$ ) și  $\Delta V_{ie} = 5..$

$..12V$  :  $\geq 1,5A$ ;

-Temperatura de lucru a joncțiunilor la

- LM117 -  $-55..150^\circ C$  (doar capsula TO3),

- LM217 -  $-25..150^\circ C$ ,

- LM317 -  $0..125^\circ C$ .

Datele termice ale capsulelor acestor circuite integrate sunt:



- Rezistența termică joncțiune-capsulă maximă.  
 $R_{thjc}=4^{\circ}\text{C/W}$  pentru ambele tipuri de capsulă,
- Rezistența termică capsulă-ambiant:  
 $R_{thca}=40^{\circ}\text{C/W}$  pentru capsula TO-220 ,  
 $R_{thca}=31^{\circ}\text{C/W}$  pentru capsula TO-3 .

Principalele caracteristici ale circuitelor LM117,217,317 sunt prezentate în tabelul 2.1. Se poate constata că stabilizarea la variația rețelei și la variația sarcinii sunt de circa 5 ori mai bune decât la reglatoarele de tensiune din seria 78.

Pentru calculul stabilizatoarelor cu circuitul integrat LM117(217, 317) sunt importante cateva grafice date in catalog [17].

*Observație:* Deși în rândul doi al tabelului este dat un curent minim necesar de 10mA, în catalog valoarea rezistenței  $R_1$  recomandată de producător [17] corespunde unui curent de numai 5mA. Acest lucru poate duce la o creștere a tensiunii de ieșire în gol pentru unele exemplare de circuit LM317.

Curentul limită în funcție de diferența de tensiune intrare- ieșire  $\Delta V_{ie}$  și curentul de scurtcircuit se stabilesc cu ajutorul graficului din fig.10.4, modificat și completat cu unele date față de cel din catalog [17], deoarece la diferențe mici de tensiune, acesta contravine datelor din alt grafic ( fig.10,5[17]). De asemenea, graficul din catalogul [17] nu are precizate puterile disipate pentru toate tipurile de circuite integrate și de capsule montate pe radiatoarele de dimensiuni neexagerate (pentru capsula TO-3 radiatoare de rezistență termică de ordinul  $0,8^{\circ}\text{C/W}$ , iar pentru capsula TO-220 radiatoare cu rezistența termică de ordinul  $1,2...1,3^{\circ}\text{C/W}$ ).

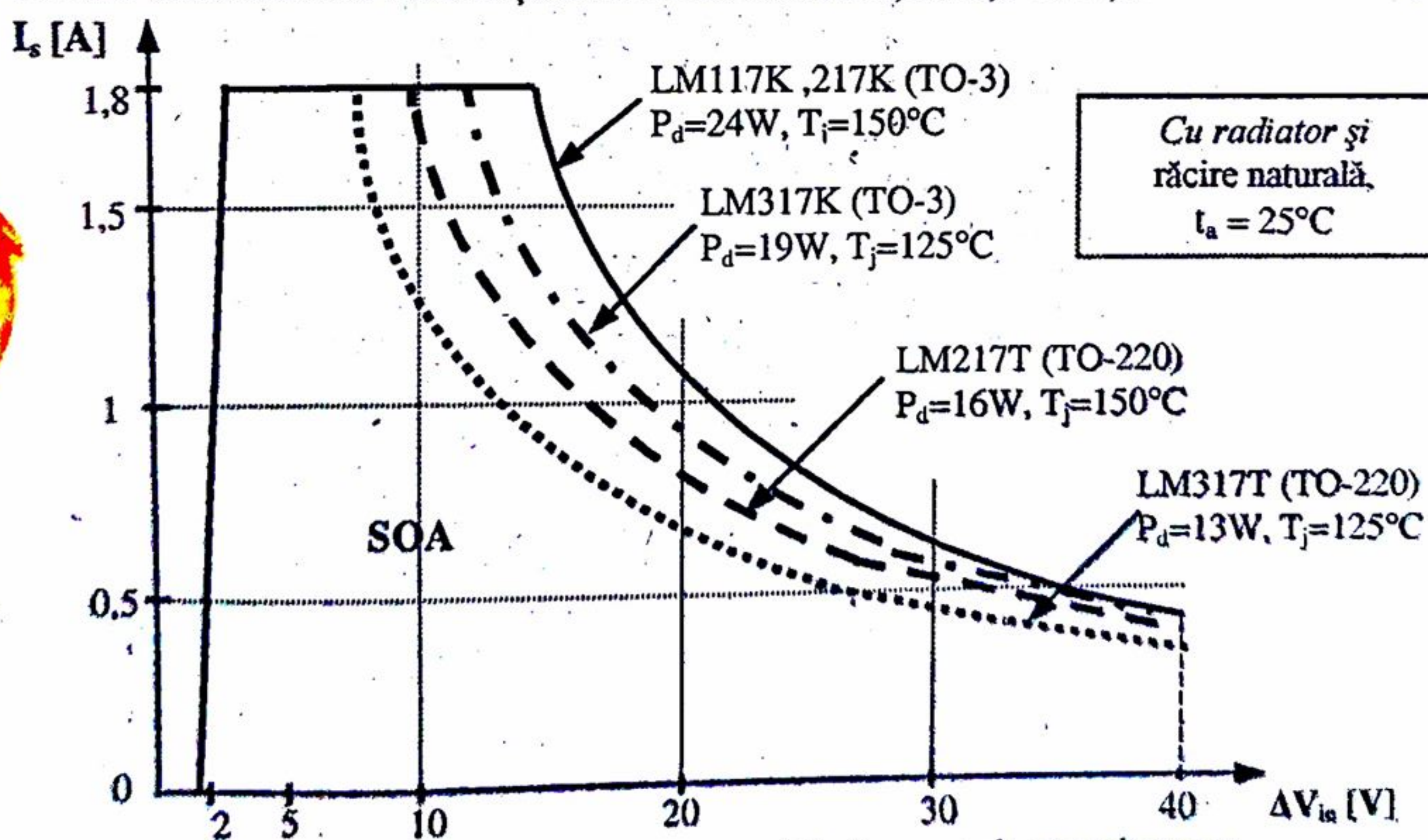


Fig.10.4. Limitele SOA pentru diferite capsule și radiatoare.



Tabelul 10.1. Caracteristicile reguletoarelor integrate din seria LX17.

| Caracteristica  | Condiții de măsurare                                       | Tipul C.I.          | Valoarea |                |                |
|---|--|---------------------|----------|----------------|----------------|
|   |  |                     | Min      | Tipică         | Max            |
| Căderea minimă de tensiune intrare-ieșire $\Delta V_{ie}$ | $I_s=1,5A, T_j=150^\circ C$<br>$I_s=1,5A, T_j=100^\circ C$ | Toate tipurile      |          |                | 2,5V<br>2,25V  |
| Curent minim de ieșire (sarcină) $I_{smin}$               | $\Delta V_{ie}=40V$  | LM117, 217<br>LM317 |          |                | 5mA<br>10mA    |
| Stabilizarea la variația rețelei                          | $\Delta V_{ie}=3...40V$                                    | LM117,217<br>LM317  |          | 0,02%<br>0,02% | 0,05%<br>0,07% |
| Stabilizarea la variația sarcinii                         | $\Delta I_s=1,5A$<br>$V_s \leq 5V$                         | LM117,217<br>317    |          | 20mV<br>20mV   | 50mV<br>70mV   |
|   | $\Delta I_s=1,5A$<br>$V_s \geq 5V$                         | LM117,217,<br>317   |          | 0,3%<br>0,3%   | 1 %<br>1,5%    |
| Curentul pinului de ajustare $I_{ADJ}$                    | $V_{ie}=5V$<br>$I_s=0,5A$                                  | Toate tipurile      |          | 50 $\mu A$     | 100 $\mu A$    |
| Tensiunea de referință                                    | $V_{ie}=5V$<br>$I_s=0,5A$                                  | Toate tipurile      | 1,2<br>V | 1,25V          | 1,3V           |
| Stabilitatea tensiunii de ieșire cu temperatura           | $V_{ie}=5V$<br>$I_s=0,5A$                                  | Toate tipurile      |          | 1%             | max<br>2%.     |
| Rejecția variației tensiunii de alimentare SVR            | Fără $C_2$<br>Cu $C_2=10\mu F$                             | Toate tipurile      | 66       | 65dB<br>80dB   |                |

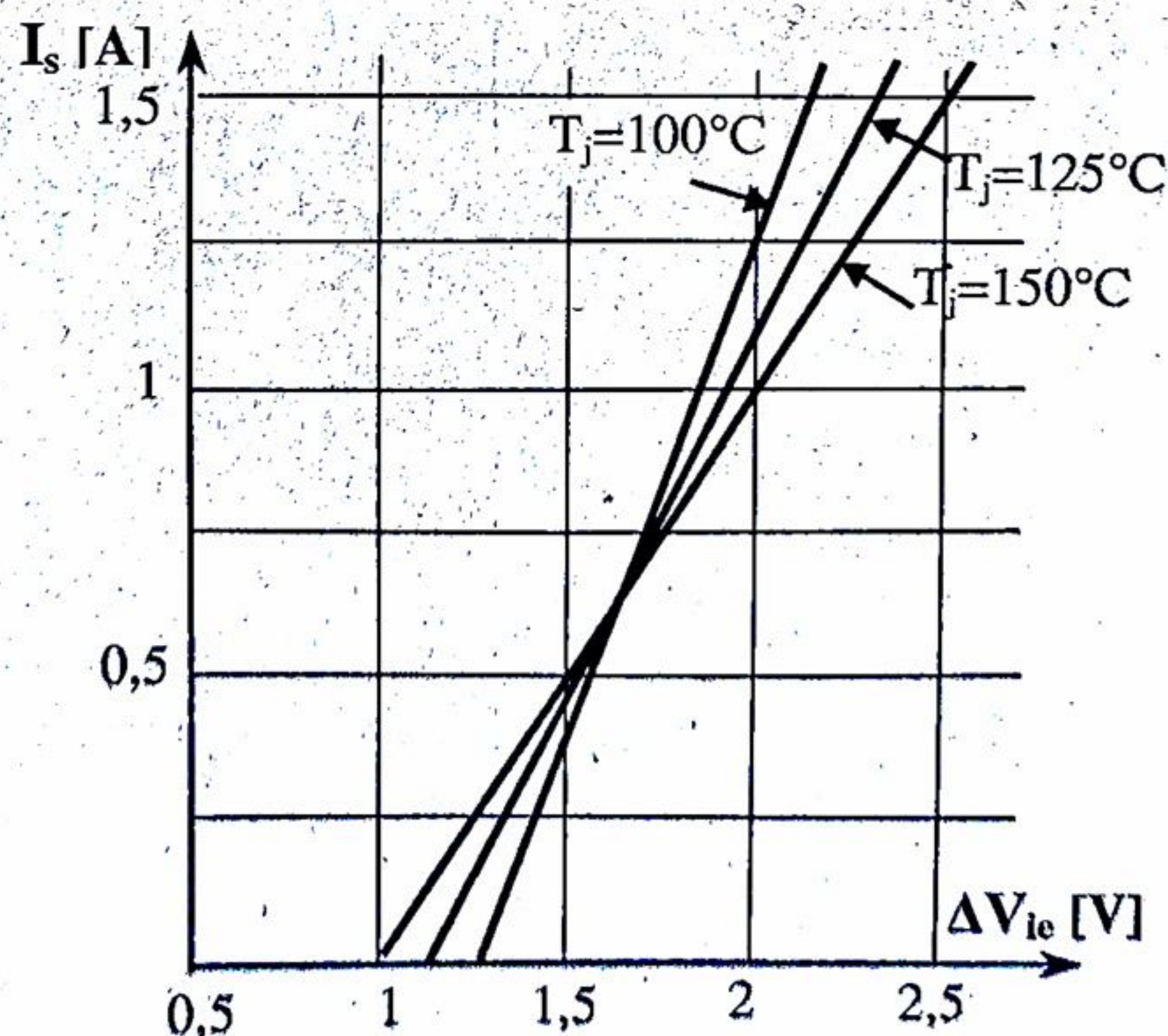


Fig.10.5. Căderea de tensiune intrare-ieșire minimă necesară.



În figura 10.5 este dat un grafic reprezentând căderea de tensiune intrare-ieșire minimă necesară pe circuitul integrat în funcție de curentul de sarcină, pentru diferite temperaturi ale joncțiunilor (extras dintr-un grafic dat în catalog [17]). Justificarea acestei tensiuni reduse pe circuitul integrat 117 (figura 10.5) constă în faptul că între IN și OUT prezintă un singur traseu cu 2 joncțiuni, un spațiu E-C și rezistențe pe care apar căderi de tensiune mici [17]. Acest traseu necesită pentru funcționare normală tensiunea minimă de  $3 V_{BE}$  (la limita saturației). Celelalte trasee ale integratului, între IN-OUT includ fie o joncțiune și un spațiu E-C, fie 2 spații E-C și căderi mici de tensiune pe rezistență care necesită la limită doar o tensiune de  $2 V_{BE}$ .

În fig. 10.6 este dată dependența tensiunii de referință a circuitului integrat LM 117(217,317) de temperatura joncțiunilor. Cu acesta se poate calcula mai exact divizorul de tensiune la ieșire, precum și variația tensiunii de ieșire cu temperatura mediului.

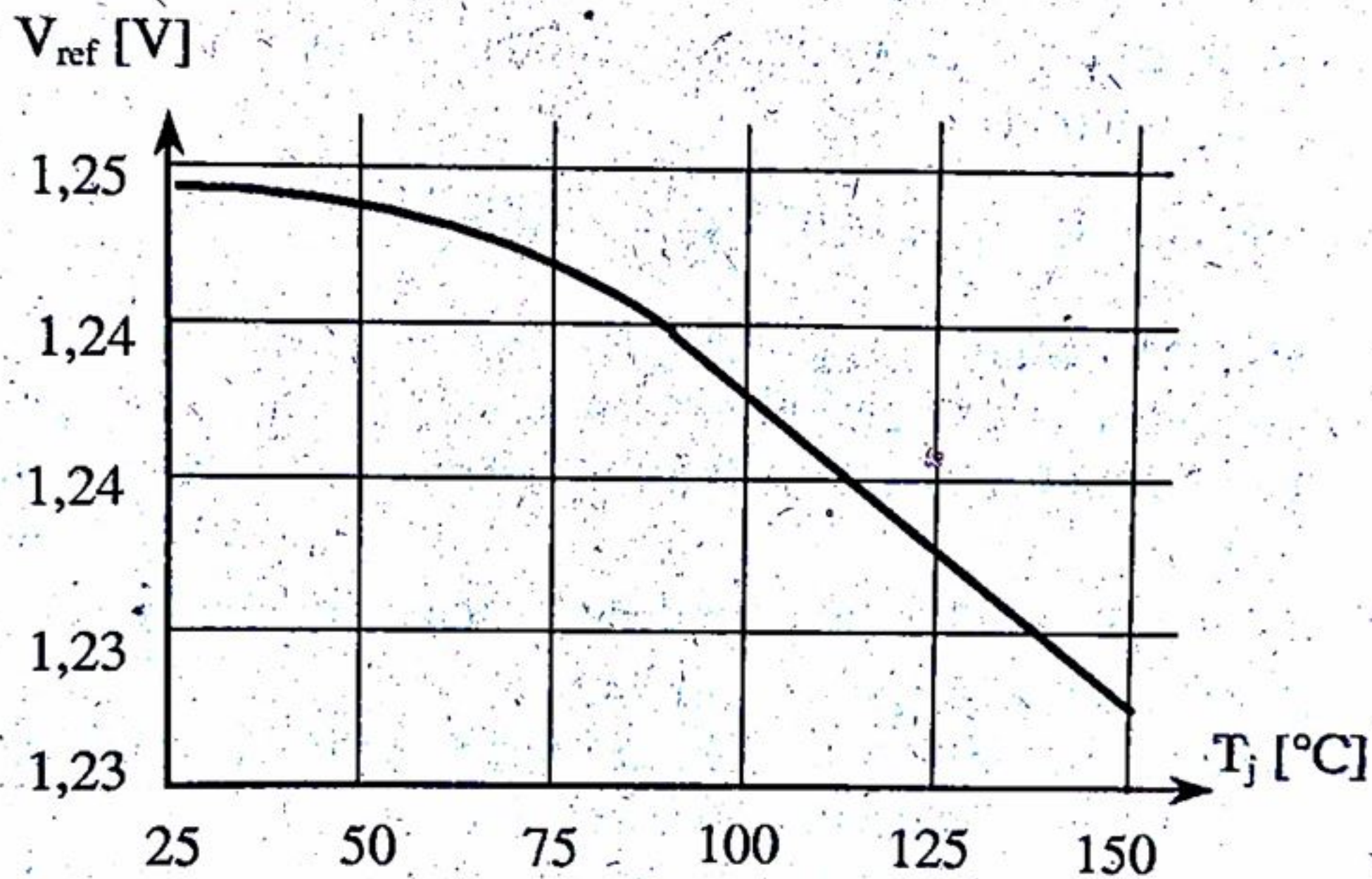


Fig. 10.6. Dependența tensiunii de referință de temperatură.

Dintre aplicațiile circuitelor integrate LM117,217,317 cataloagele prezintă [15], [17]:

- stabilizator de tensiune ajustabilă (fig 10.3);
- stabilizator de tensiune fixă cu pornire lentă;
- stabilizator de tensiune fixă cu cădere comandată (*shut-down*);
- stabilizator de tensiune programabilă digital (fig. 1.16);
- încărcătoare de acumulatori;
- stabilizator de curent.

În cartea de față ne vom ocupa numai de calculul schemei de stabilizator de tensiune ajustabilă sau fixă realizat cu schema din figura 10.3. În cazul unei game de tensiune de ieșire largi, se va vedea că nu se poate obține un curent de sarcină de valoare prea mare, din cauza limitării curentului de către protecția termică sau cea contra străpungerii secundare. Pentru realizarea unei surse de tensiune ajustabilă în



gama largă și cu curent de sarcină ridicat (până la 1,5A) este posibilă folosirea a două circuite integrate LM117, 217, 317 în schema prezentată în capitolul următor.

Relațiile de calcul ce urmează în paragraful 10.2 sunt valabile și pentru circuitele integrate LM237 și 337, de tensiune ajustabilă negativă, cu folosirea datelor concrete de catalog ale acestor integrate [17].

## 10.2. Relații de calcul

Datele inițiale pentru dimensionarea stabilizatorului de tensiune cu integratul de tip 117(217,317) sunt:

- limitele tensiunii pe sarcină:  $V_{smin}$  și  $V_{smax}$  (fără ca  $V_{smin}$  să coboare sub 1,25V);
- curentul maxim necesar în sarcină:  $I_{smax}$  (nu mai mare de 1...1,2 A, pentru o gamă restrânsă de tensiune  $V_s$  și sub 1A în cazul unei game mai largi în situația răcirii naturale a circuitului integrat);

- variațiile procentuale ale rețelei:  $100 \cdot \frac{\Delta V_{ro+}}{V_{ro}}$ ;  $100 \cdot \frac{\Delta V_{ro-}}{V_{ro}}$ ;

- gama temperaturilor mediului:  $t_{amin}$  și  $t_{amax}$ ;

- mărimea riplului maxim de tensiune de la ieșire:  $V_{osm}$ .

La calculul stabilizatorului, conform schemei din figura 10.3, se parcurg următoarele etape:

a) Se estimează amplitudinea ondulației tensiunii redresate,  $V_{orm}$ , pe baza relației (2.3), folosind datele inițiale de mai sus;

b) Se adoptă tipul circuitului integrat ținând cont de gama temperaturilor de lucru. Dacă  $t_{amin} \geq 0^\circ\text{C}$  iar puterea disipată estimată

$$P_{dest} = I_{smax}(1,6V_{smax} - V_{smin})$$

nu depășește 19W, atunci se poate adopta circuitul integrat LM317 în capsula TO-3. Dacă  $P_{dest}$  nu depășește 13W, atunci se poate adopta circuitul integrat LM317 în capsula TO-220. În apropierea acestor puteri însă radiatorul necesar pentru integrat va fi relativ mare (pentru că la LM317, temperatura  $t_{jmax}$  este doar  $125^\circ$ ). Dacă  $P_{dest}$  este mai mare, sau dacă se dorește reducerea radiatorului, se recomandă folosirea integratului LM217 chiar dacă  $t_{amin}$  nu este sub  $0^\circ\text{C}$ . Dacă  $P_{dest} > 24\text{W}$  atunci chiar și pentru circuitele integrate LM117, 217 radiatorul devine exagerat și se impune răcire forțată.

c) Se stabilește tensiunea minimă necesară pentru alimentarea stabilizatorului:

$$V_{rmin} = V_{smax} + \Delta V_{ie} + V_{orm} + 0,5 \quad [\text{V}], \quad (2.2)$$

unde  $\Delta V_{ie}$  se citește din fig.10.5 pe curba corespunzătoare temperaturii maxime a joncțiunilor  $T_j = 150^\circ\text{C}$  pentru LM317, la curentul  $I_{smax}$ . Suplimentarea cu 0,5V se face pentru a acoperi erorile de calcul și de realizare a transformatorului de rețea și redresorului.



d) Se determină valorile nominală și maximă ale tensiunii redresate în plină sarcină și în gol cu relațiile 2,5...2,8, folosind variațiile procentuale ale rețelei și adoptând căderea relativă de tensiune pe rezistența internă a redresorului -  $\lambda$  (vezi paragraful 2.2).

e) Se verifică îndeplinirea condiției pentru tensiunea intrare-ieșire când sursa este în gol:

$$V_{ro\ max} - V_{s\ min} \leq V_{ic\ MAX} = 40V$$

Dacă această condiție nu este îndeplinită, atunci integratele din seria 117, 217, 317 nu se pot utiliza conform schemei tipice din fig.10.3, necesitând reducerea mărimii  $\lambda$  ori prestabilizarea tensiunii de alimentare. Dar valoarea lui  $\lambda$  nu poate fi mult sub 0,1.

f) Se verifică posibilitatea realizării curentului  $I_{s\ max}$  impus, la o diferență maximă de tensiune intrare-ieșire:

$$\Delta V_{ie\ max} = V_{r\ max} - V_{s\ min}$$

Verificarea se face cu ajutorul uneia din curbele date în fig.10.4 corespunzătoare tipului de circuit integrat, capsulei și lui  $t_{j\ max}$  adoptate (în fig.10.4 s-au considerat radiatoare mari, dar încă neexagerate). Adoptarea capsulei TO-3, pentru cazul când există soluție și cu capsula TO-220, conduce la micșorarea gabariturii radiatorului. Dacă în figura 10.4 punctul cu coordonatele  $I_{s\ max}$ ,  $\Delta V_{ie\ max}$  se găsește deasupra curbei corespunzătoare, atunci stabilizatorul propus nu se poate realiza cu un radiator încă neexagerat cu răcire naturală. Este necesar eventual să se adopte un regulator integrat de tensiune ajustabilă de curent mai mare (LM 238,338) sau să se apeleze la soluția cu două circuite LM117...317 în serie, prezentată în capitolul 11 [4].

g) Dacă la punctul precedent a rezultat că sursa se poate realiza cu integrat LM117 ... 317, se face calculul puterii disipate maxime pe circuitul integrat:

$$P_{d\ max} = \Delta V_{ie\ max} \cdot I_{s\ max}$$

h) Se parcurge punctul h din paragraful 8,2, folosind datele:

$t_{j\ max} = 140^\circ C$  pentru LM117, 217,

$t_{j\ max} = 120^\circ C$  pentru LM317,

$R_{thjc} = 4^\circ C/W$  și  $R_{thca} = 46^\circ C/W$  pentru capsula TO-220,

$R_{thca} = 31^\circ C/W$  pentru capsula TO-3

i) Se estimează curentul de scurtcircuit al stabilizatorului pentru radiatorul adoptat, având rezistența termică:  $R_{thra}^* \leq R_{thra}$ . Pentru aceasta se calculează puterea disipată în condițiile acționării protecției termice, cu relația (2.15). Se trasează apoi în planul  $I_s = f(\Delta V_{ie})$  o hiperbolă corespunzătoare acestei puteri ca în fig.10.7 (curba 2 sau 3). Dacă această hiperbolă intersectează zona de acționare a protecției contra străpunerii secundare a curbei limită dată catalog 1 (ca de exemplu în cazul curbei 2), atunci din punctul de intersecție spre dreapta curbele se suprapun (deoarece intră în funcțiune protecția contra străpunerii secundare). Dacă hiperbola puterii  $P_{dsc\ max}$  nu intersectează curba limită 1, atunci înseamnă că protecția contra străpunerii secundare nu mai intră în funcțiune.



Curentul de scurtcircuit maxim se va găsi la intersecția curbei construite mai sus cu dreapta de ecuație (8.5), calculată cu ajutorul relațiilor (8.6) și (8.7).

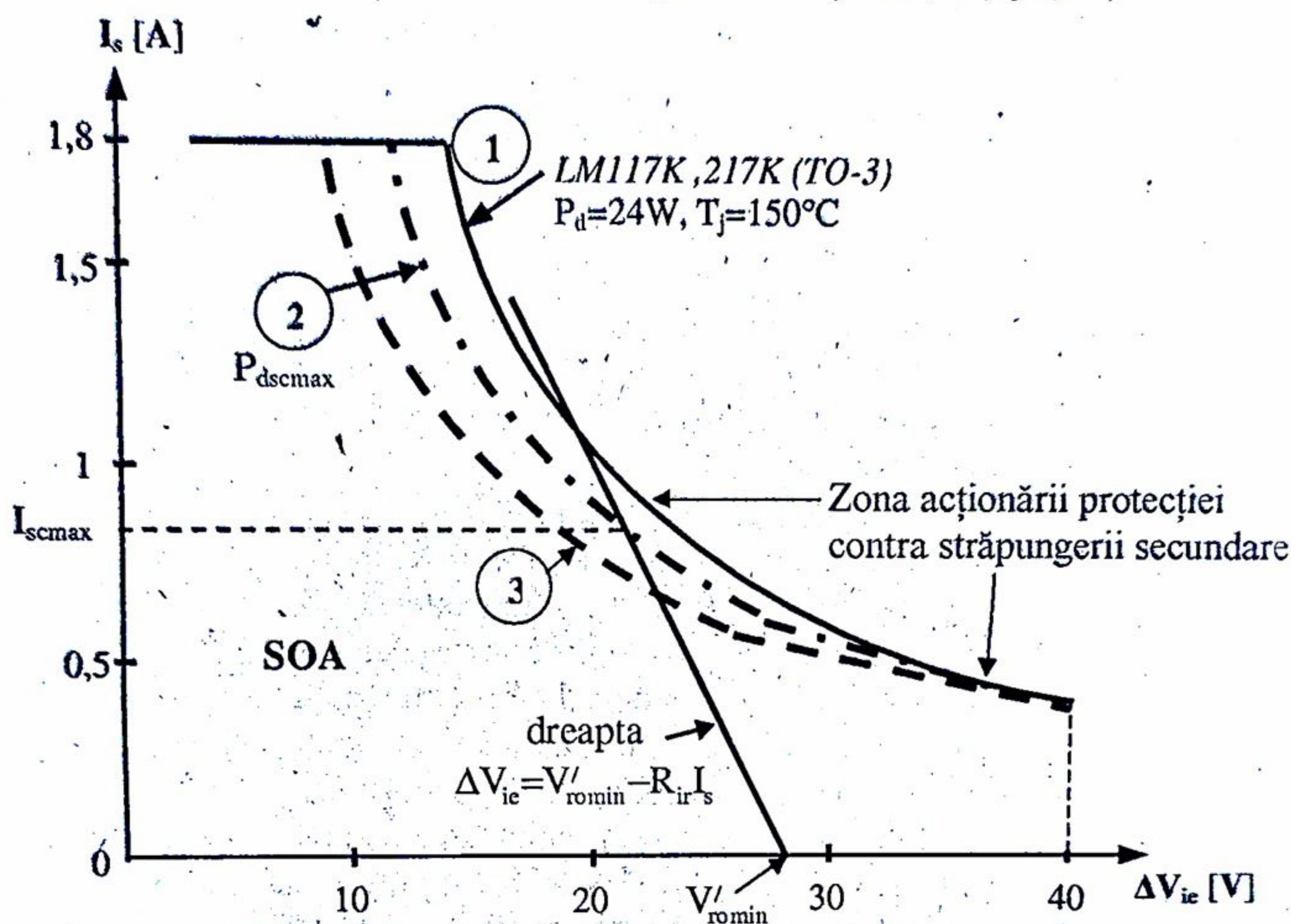


Fig 10.7. Determinarea curentului de scurtcircuit maxim.

Operația de citire a curentului  $I_{scmax}$  de mai sus se repetă și pentru cazul când tensiunea în gol de calcul a redresorului are valoarea nominală  $V'_{ro} = (1 + \lambda)V_r$ . Dacă acești curenți rezultă mai mari decât  $I_{scmax}$ , de ei trebuie ținut cont la calculul și realizarea redresorului.

j) Se parcurg punctele j și k din paragraful 8.2, preluând datele necesare din tabelul 10.1. Deriva termică a tensiunii de ieșire se stabilește din relația:

$$\frac{\Delta V_s}{\Delta T} = \frac{\frac{2}{100} V_{smax}}{T_{jmax} - T_{jmin}},$$

cu temperaturile limită de lucru. La circuitul LM317

$$\Delta T_{jmax} = 120 - 25 = 95^\circ\text{C},$$

iar la celelalte

$$\Delta T_{jmax} = 140 - 25 = 115^\circ\text{C}.$$

k) Se stabilește curentul maxim necesar la calculul redresorului care alimentează stabilizatorul pentru situația de scurtcircuit la ieșirea stabilizatorului  $I_{rscmax} = I_{scmax}$  și se regroupează aici datele necesare pentru calculul redresorului:



$V_r, I_r \approx I_{smax}, I_{rscmax}, \lambda, V_{orm}$ , variațiile procentuale ale rețelei.

l) Se stabilește valoarea rezistenței  $R_1$  care trebuie să permită trecerea curentului de ieșire minim  $I_{smin}$  dat în tabelul 10.1 (5mA pentru LM117,217 și 10mA pentru LM317).

Astfel, având pe rezistența  $R_1$  tensiunea de referință de cca 1,25V, rezultă:

$$R_1 = \frac{V_{ref}}{I_{emin}} = \frac{1,25V}{5mA} = 250 \Omega \text{ pentru LM117 si 217,}$$

sau 
$$R_1 = \frac{1,25V}{10mA} = 125 \Omega \text{ pentru LM317.}$$

m) Se calculează extremele rezistenței ajustabile  $R_2$ , necesară pentru asigurarea gamei tensiunii de ieșire impuse:

$$R_{2min} = R_1 \left( \frac{V_{smin}}{V_{ref}} - 1 \right) ; \quad R_{2max} = R_1 \left( \frac{V_{smax}}{V_{ref}} - 1 \right).$$

Dacă  $V_{smin} = 1,25V$ , atunci rezistența  $R_{2min} = 0$  și nu mai este necesară. Se adoptă o valoare normalizată pentru rezistența ajustabilă  $P = R_{2max} - R_{2min}$ , cât mai apropiată.

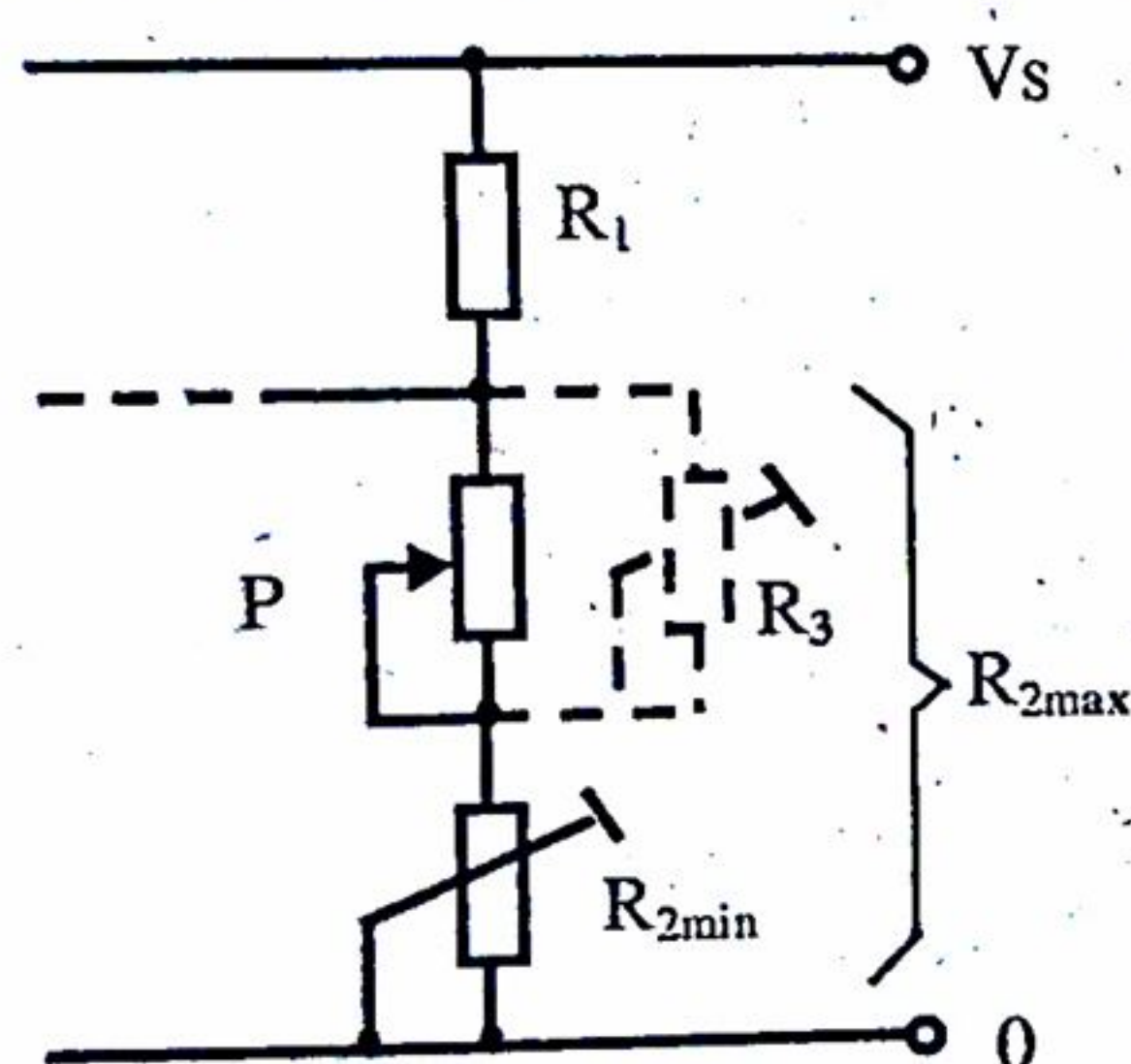


Fig.10.8. Ajustarea capetelor gamei de tensiune de ieșire.

Dacă  $P$  nu se poate normaliza aproape de valoarea diferenței de mai sus, atunci este posibilă combinarea unei rezistențe ajustabile mai mari decât cea calculată și a unei rezistențe ajustabile  $R_3$  potrivite (fig.10.8). În acest fel se pot ajusta ambele capete ale gamei tensiunii  $V_s$  chiar dacă tensiunea de referință  $V_{ref}$  este cu dispersie: 1,2...1,3V. În acest caz, legătura dintre tensiunea  $V_s$  și poziția potențiometrului  $P$  devine neliniară.

Observație: Calculele propuse aici pentru stabilizatorul de tensiune pozitivă cu circuit integrat LMX17 sunt utilizabile și la stabilizatoarele de tensiune negativă cu reglatoarele integrate LM227 și 327 [17].

### 10.3. Exemplu de calcul

Se va calcula un stabilizator de tensiune ajustabilă  $V_s = 1,25 \dots 15V$  pentru un curent de sarcină maxim  $I_{smax} = 0,8A$ . Variațiile procentuale ale rețelei sunt de  $\pm 15\%$ , iar temperatura mediului este cuprinsă în gama  $t_a = +15 \dots 30^\circ C$ . Rîplul de ieșire trebuie să fie  $< 1mV$ .



Amplitudinea recomandată a onulației tensiunii redresate este:

$$V_{om} = \frac{0,11_{smax} (V_{smax} + 5)}{1 + 0,05 V_{smax}} = \frac{0,10,8(15+5)}{1 + 0,05 \cdot 15} = 0,915V$$

Se admite  $V_{om} = 0,9V$ .

Se estimează puterea disipată pe circuitul integrat

$$P_{dest} = I_{smax} (1,6V_{smax} - V_{smin}) = 0,8(1,6 \cdot 15 - 1,25) = 18,2W$$

Pentru a beneficia de un radiator mai mic ca gabarit se adoptă circuitul integrat LM217, deși temperaturile ambiante sunt numai pozitive. De asemenea, se va adopta capsulă de tip TO-3, din aceleași considerații.

Tensiunea minimă necesară pentru alimentarea stabilizatorului va fi

$$V_{min} = V_{smax} + \Delta V_{ie} + V_{om} + 0,5 = 15 + 1,8 + 0,9 + 0,5 = 18,2V$$

Tensiunile de la intrarea stabilizatorului în plină sarcină și în gol, pentru un factor  $\lambda = 0,125$  sunt:

$$V_r = \frac{V_{rmin}}{1 - \frac{\Delta V_{ro-}}{V_{ro}} (1 + \lambda)} = \frac{18,2}{1 - 0,15(1 + 0,125)} = 21,9V$$

$$V_{rmax} = V_r \left[ 1 + \frac{\Delta V_{ro+}}{V_{ro}} (1 + \lambda) \right] = 21,9 [1 + 0,15(1 + 0,125)] = 25,6V$$

$$V_{ro} \approx V_r (1 + 1,5\lambda) = 21,9(1 + 1,5 \cdot 0,125) = 26V$$

$$V_{romax} = V_{ro} \left( 1 + \frac{\Delta V_{ro+}}{V_{ro}} \right) = 26(1 + 0,125) = 29,3V$$

Se verifică îndeplinirea condiției

$$V_{romax} - V_{smin} = 29,3 - 1,25 < \Delta V_{ieMAX} = 40V$$

Diferența maximă de tensiune intrare-ieșire în sarcină este

$$\Delta V_{ieMAX} = V_{rmax} - V_{smin} = 25,6 - 1,25 = 24,4V$$

Pentru aceasta, din graficul dat în fig.10.4 pentru circuitul integrat LM217 în capsulă TO-3, la  $T_j = 150^\circ C$ , se citește curentul maxim realizabil:  $0,88A > I_{smax} = 0,8A$ .

Deci, stabilizatorul poate fi realizat, cu un radiator relativ mare dar încă neexagerat pentru circuitul integrat.

Puterea disipată maximă pe circuitul integrat este:

$$P_{dmax} = \Delta V_{ieMAX} I_{smax} = 24,4 \cdot 0,8 = 19,5W$$

Puterea disipată maximă fără radiator a integratului LM217 fiind

$$P_{dMAXo} = \frac{t_{jMAX} - t_{amax}}{R_{thjc} + R_{thca}} = \frac{140 - 30}{4 + 31} = 3,14W < 19,5W$$

este evidentă necesitatea radiatorului pentru disiparea căldurii produse. Rezistența termică a radiatorului este:



$$R_{thra} \leq \frac{t_{jMAX} - t_{aMAX}}{P_{dMAX}} - R_{thjc} - R_{ther} = \frac{140 - 30}{19,5} - 4 - 0,5 \approx 1,14^\circ\text{C/W}$$

Se admite  $R_{thra} = 1,1^\circ\text{C/W}$ , valoare ce conduce la un radiator cu arpioare de gabarit mare.

Se estimează puterea disipată maximă în scurtcircuit:

$$P_{dscMAX} = \frac{t_{jMAX} - t_{aMIN}}{R_{thjc} + R_{ther} + R_{thra}} = \frac{150 - 15}{4 + 0,5 + 1,1} = 24,1\text{W}$$

Aceasta conduce în graficul din fig.10.7 la o curbă aproape identică cu cea din catalog [17] (cu linie continuă și notată cu 1 în figură).

Se vor trasa în planul  $I_s = \Delta V_{ic}$  două drepte, cu ecuațiile:

$$\Delta V_{ic} = V'_{romin} - R_{ir} I_s = V_{romin} (1 + \lambda) - \frac{\lambda V_r}{I_{sMAX}} I_s = 18,2(1 + 0,125) - \frac{0,125 \cdot 21,9}{0,8} I_s \approx 20,5 - 3,42 I_s$$

(dreapta 1) și

$$\Delta V_{ic} = V'_{ro} - R_{ir} I_s = V_r (1 + \lambda) - R_{ir} I_s = 21,9(1 + 0,125) - 3,42 I_s \approx 24,6 - 3,42 I_s$$

(dreapta 2), adică două drepte paralele între ele, ce taie axa orizontală la 20,5V și respectiv 24,6V (fig.10.9) iar la curentul  $I_s = 1\text{A}$  trec prin punctele de tensiune 17,1V și respectiv 24,6V. Se citesc curenții de scurtcircuit nominal și maxim:

$I_{sc} \approx 1,1\text{A}$ ,  $I_{scMAX} = 1,48\text{A}$ , de care trebuie ținut cont la calculul redresorului ce va alimenta stabilizatorul calculat.

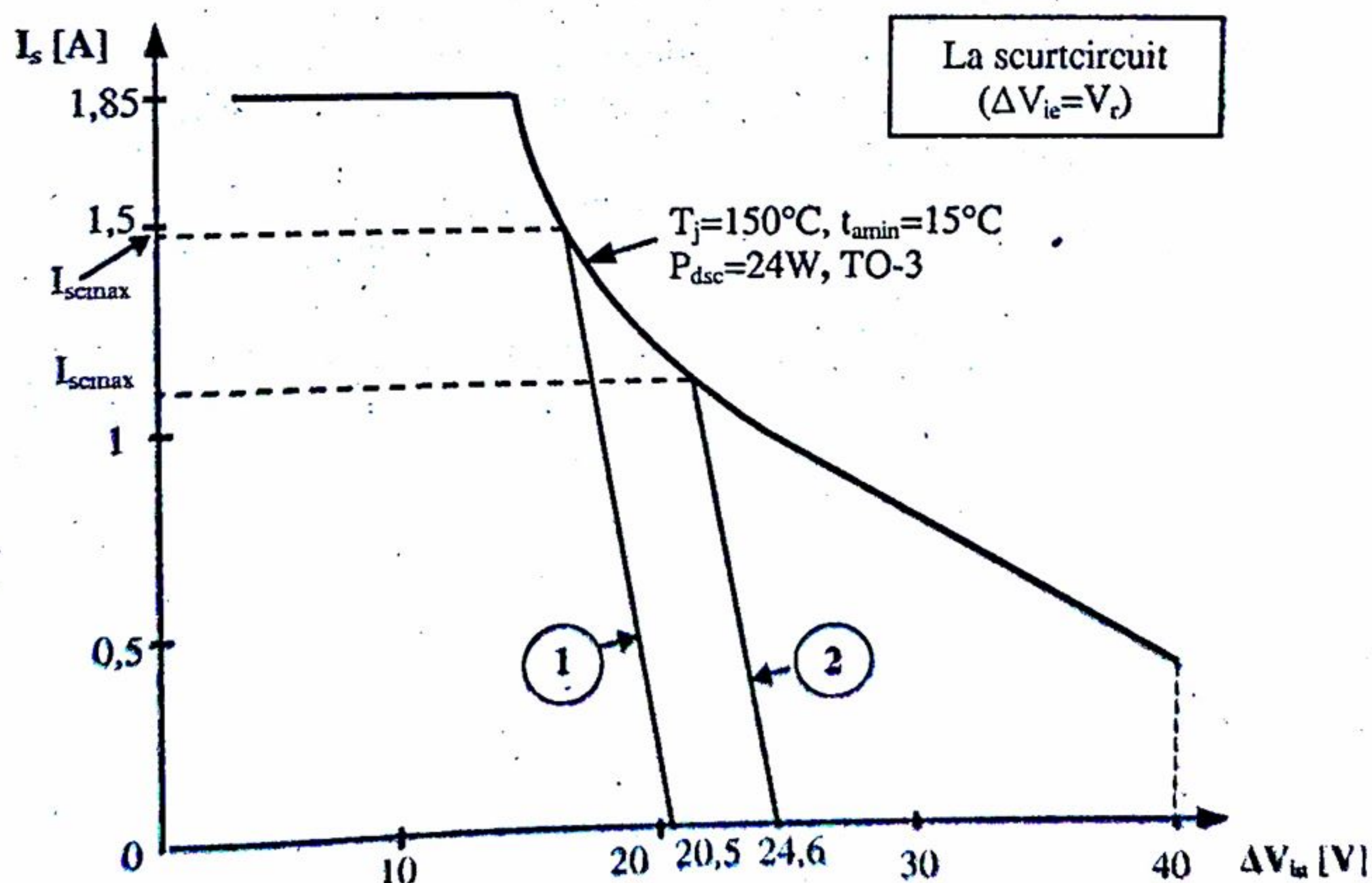


Fig.10.9. Determinarea curentului de scurtcircuit.



Valoarea maximă a riplului transmis la ieșire prin stabilizator fără condensatorul  $C_2$  va fi:

$$V_{osm} \leq V_{orm} \cdot 10^{\frac{-SVR}{20}} = 0,9 \cdot 10^{\frac{-65}{20}} < 0,5 \text{ mV} .$$

Riplul este suficient de redus astfel că nu este necesar în acest scop condensatorul  $C_2$ .

Stabilizarea de tensiune în raport cu rețeaua (variația maximă) va fi, pentru circuitul integrat LM217 adoptat:

$$\Delta V_{sr} = \frac{0,05}{100} V_{smax} = \frac{0,05}{100} 15 = 7,5 \text{ mV}$$

(pentru o variație  $\Delta V_r = 1 \text{ V}$ ), apoi stabilizarea de tensiune în raport cu sarcina:

$$\Delta V_{ss} = \frac{1}{100} V_{smax} = \frac{1}{100} 15 = 150 \text{ mV} ,$$

și aceea în raport cu temperatura:

$$\frac{\Delta V_s}{\Delta T} = \frac{2}{100} \frac{V_{smax}}{T_{jMAX} - T_{jMIN}} = \frac{2}{100} \frac{15}{150 - (-25)} = 1,7 \text{ mV/}^\circ\text{C} .$$

Cu acestea, folosind relația (8.9) adaptată, rezultă pentru cazul cel mai defavorabil (ajustarea sursei în gol la punerea în funcțiune):

$$\begin{aligned} \Delta V_{smax} &= \Delta V_{sr} \frac{V_{rmax} - V_{rmin}}{\Delta V_r} + \Delta V_{ss} \frac{I_{smax}}{1,5} + \Delta T_{jmax} \frac{\Delta V_s}{\Delta T} = 7,5 \frac{25,6 - 18,2}{1} + 150 \frac{0,8}{1,5} + 115 \cdot 1,7 = \\ &= 55 + 80 + 196 = 331 \text{ mV} . \end{aligned}$$

Dacă se alege o situație de punere în funcțiune ca la punctul k din paragraful 8.2, variația totală a tensiunii de ieșire în raport cu acea situație, poate fi mai redusă, putând însă avea un semn sau alt semn.

Datele necesare pentru calculul redresorului vor fi:

$V_r = 21,9 \text{ V}$  la  $I_{smax} = 0,8 \text{ A}$ ,  $I_{rscmax} = I_{scmax} = 1,48 \text{ A}$ ,  $\lambda = 0,125$ ,  $V_{orm} = 0,9 \text{ V}$ , variațiile procentuale ale rețelei:  $\pm 15\%$ .

Întrucât s-a adoptat circuitul integrat LM217, rezistența  $R_1$  va fi de  $250 \Omega$  și se poate adopta de  $240 \Omega \pm 5\%$  pentru că rezistența  $R_2$  poate fi ajustată până la capăt prin  $R_3$  (fig. 10.8). Extremele rezistenței ajustabile  $R_2$  vor fi:

$$R_{2min} = 0, \quad R_{2max} = R_1 \left( \frac{V_{smax}}{V_{ref}} - 1 \right) = 240 \cdot \left( \frac{15}{1,25} - 1 \right) = 2,64 \text{ k}\Omega .$$

Se adoptă un potențiometru  $P$  (ținând cont și de toleranța mare a acestuia de  $\pm 20\%$ ) de  $5 \text{ k}\Omega$ . Pentru ajustarea tensiunii  $V_s = 15 \text{ V}$  se va folosi în paralel cu  $P$  o rezistență ajustabilă  $R_3 = 10 \text{ k}\Omega$ .

Schema finală a stabilizatorului, cu valorile componentelor, este dată în fig. 10.10. Nu sunt necesare diode de protecție pentru că nu se folosesc condensatoare electrolitice mari.



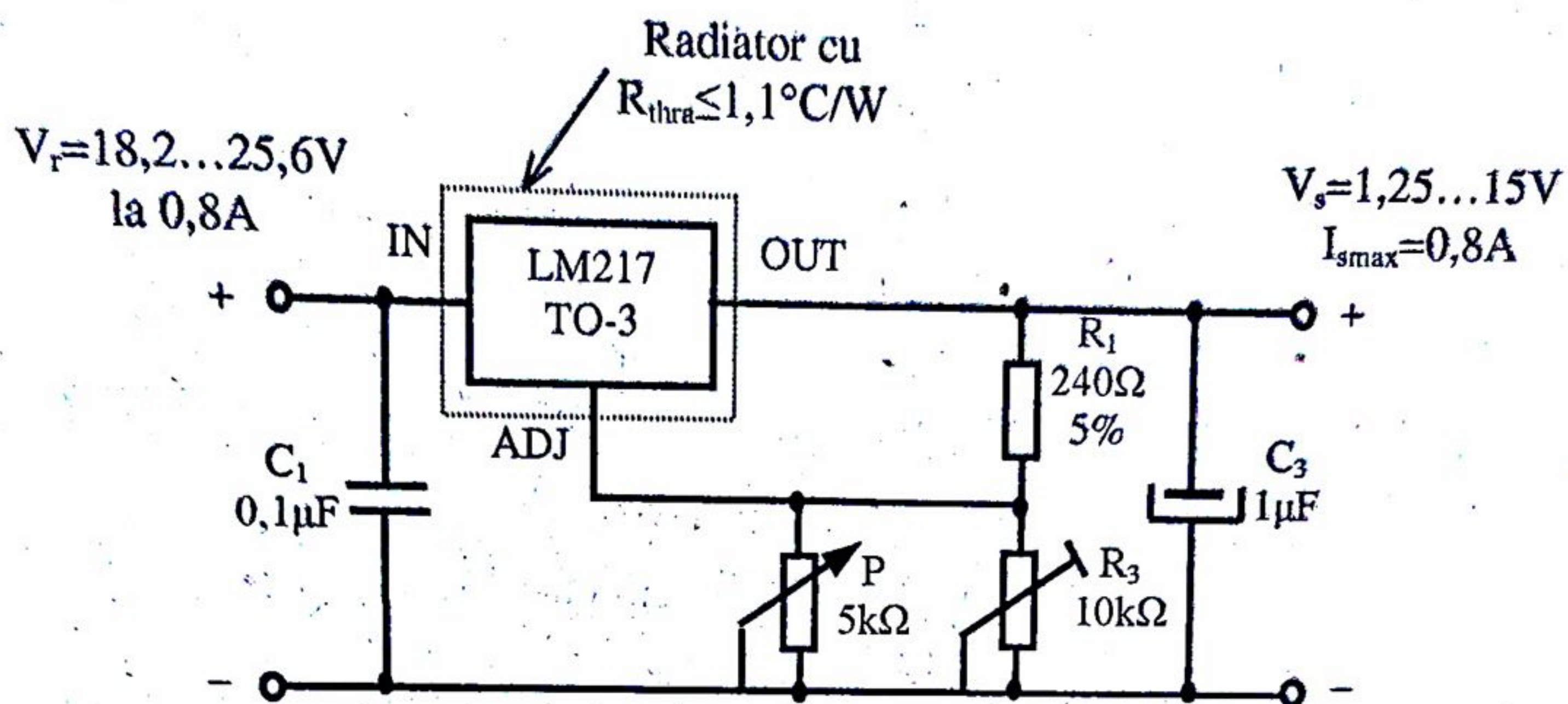


Fig.10.10. Stabilizator de tensiune  $1,25 \dots 15V$  cu regulator integrat LM217.



## CAPITOLUL 11

# STABILIZATOR DE TENSIUNE CU DOUĂ CIRCUITE INTEGRATE LM117(217,317) ÎN SERIE

## 11.1. Prezentarea schemei

Având trei terminale, dintre care unul de control ("ADJ"), putând prelua o tensiune variabilă între celelalte două terminale ("IN" și "OUT") și având o tensiune redusă, aproximativ constantă (1,25V) între terminalul de ieșire și cel de control, circuitul integrat LM 117 (217, 317) se aseamănă cu un tranzistor. În plus, el include cele trei protecții, care îl fac practic indistructibil [4].

Folosirea acestor regulatoare ca tranzistoare de putere în stabilizatorul cu element de reglare serie cu două tranzistoare în serie poate aduce avantaje ca:

- posibilitatea folosirii în unele cazuri a capsulei mici TO-220 în loc de TO-3,
- eliminarea sau reducerea ariei radiatoarelor necesare (eventual a radiatorului comun) față de situația când pentru realizarea sursei echivalente se folosește numai un singur regulator integrat,

- înlăturarea limitării de curent datorate protecției termice și protecției contra străpungerii secundare,

- creșterea siguranței în funcționare deoarece însăși prin funcționarea schemei se elimină unele situații dificile pentru elementul de reglare serie: situația cu disipație mare de putere în scurtcircuit și situația în care apare străpungerea secundară.

Funcționarea în regim liniar a regulatorului integrat este asemănătoare cu cea a unui tranzistor (fig.11.1). În schema regulatorului cu două tranzistoare în serie (fig.1.6), tranzistorul  $T_1$  ajunge însă și în situația de blocare. Pentru ca tranzistorul  $T_1$  să poată fi înlocuit cu un regulator integrat de tip LM117(217, 317), este necesar ca acesta din urmă să se poată bloca atunci când între pinii lui, OUT și ADJ, intervine o tensiune mai mare decât 1,25V.

Un experiment făcut în scopul cunoașterii comportării regulatorului în aceste condiții a arătat [4] că el se blochează dar, pentru o tensiune de ordinul 7,5V, intervine un fenomen de străpungere (11.2). Deci, curentul ce iese prin terminalul "ADJ" trebuie limitat printr-o rezistență ( $R_{ADJ}$ ). Această străpungere apare între rezistorul integrat conectat la pinul ADJ și insulă rezistoarelor (n) care este conectată la pinul OUT [17]. Pentru ca acest curent prin terminalul ADJ să nu provoace defectarea



regulatorului sau complicații în schema stabilizatorului cu două reglatoare în serie, el va fi limitat printr-o rezistență în serie, dimensionată corespunzător.

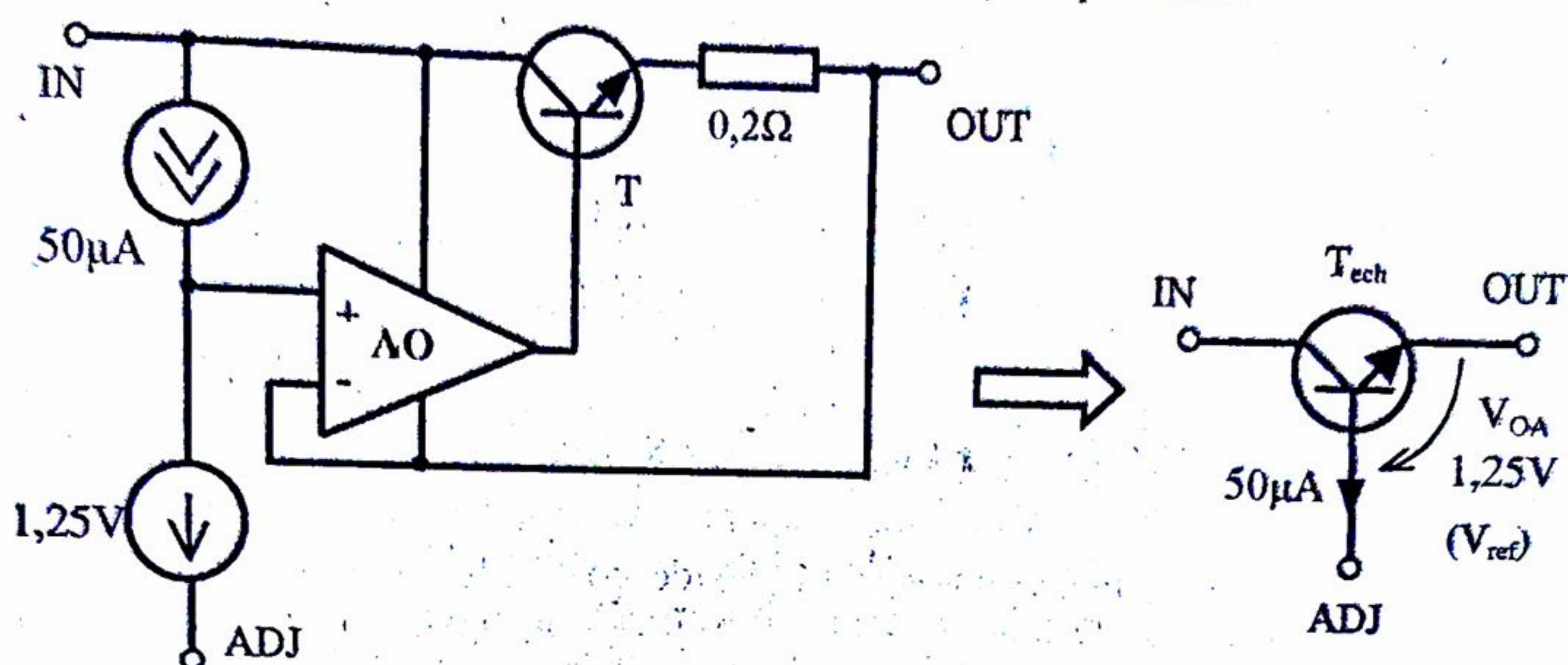


Fig. 11.1. Regulatorul echivalent cu un tranzistor.

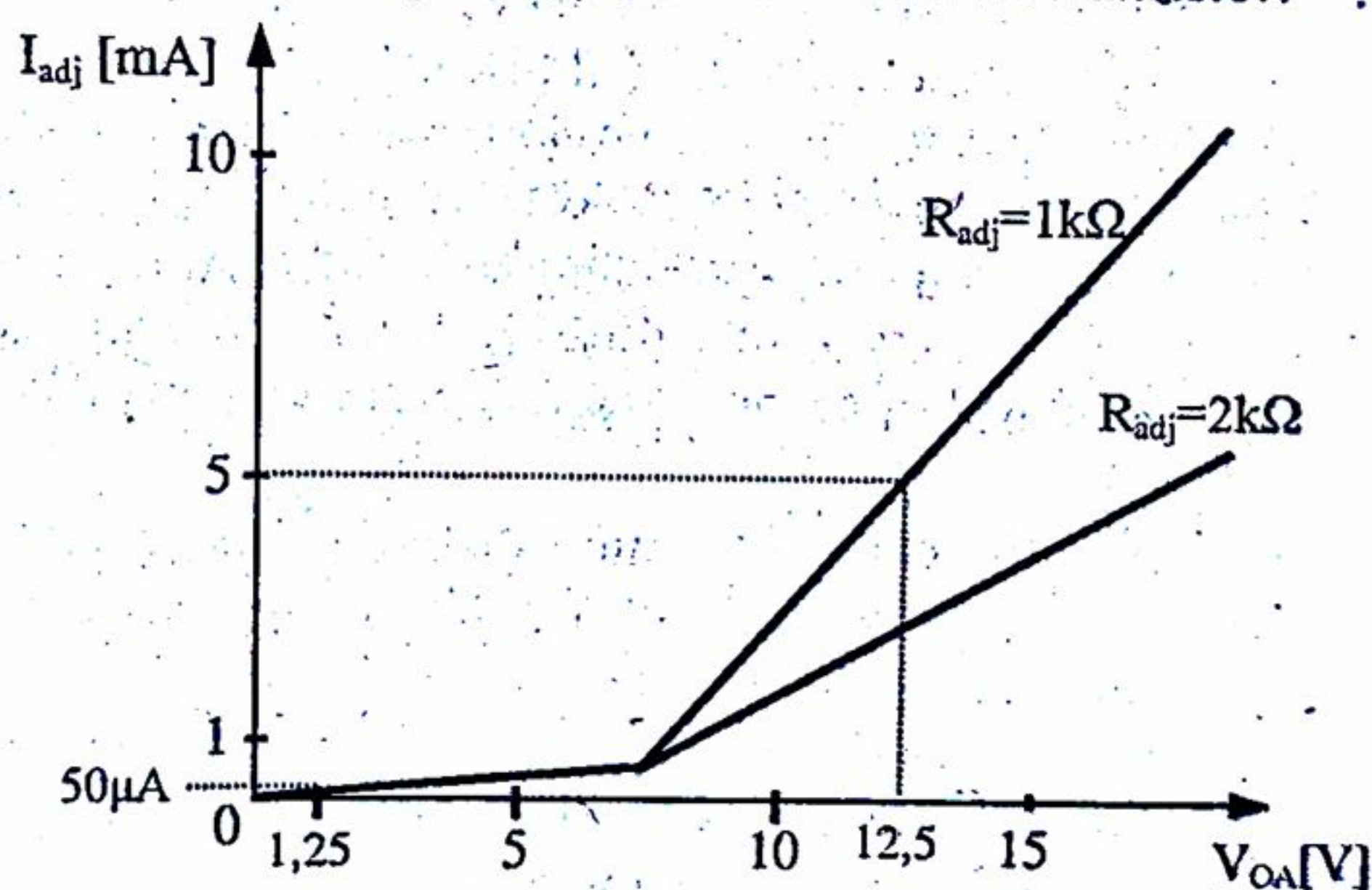


Fig. 11.2. Dependența de tensiune a curentului pe pinul ADJ.

Folosind un regulator cu două integrate LM117(217;317) în serie, caracteristica  $I_{smax}=f(\Delta V_{ic})$  a acestui nou regulator se întinde mult în zona curenților și diferențelor de tensiune mari (față de caracteristica unui singur regulator, dată în fig. 10.4) datorită modului în care acționează noul regulator. Astfel, dacă de exemplu, ar trebui realizată o sursă cu tensiunea ajustabilă de la 1,25...24V ( $\Delta V_{ic}=6...29V$ ) folosind un singur regulator tip 117 (cu un radiator încă neexagerat, corespunzător unei disipații de 20W), curentul maxim nu poate depăși aproximativ 0,6A (fig 10.4). Pentru o sursă de 1,25...24V cu elementul de reglare propus de autor, folosind același radiator, limita dinspre dreapta a zonei SOA iese din cadrul fig. 10.4. Astfel, schema de stabilizator din fig. 11.3 are performanțe deosebite.



Explicația se bazează pe faptul că la curentul mare prin sarcină, tensiunile IN-OUT pe regulatoare sunt mai reduse decât cele care produc acționarea protecției termice sau a protecției contra străpungerii secundare.

Pentru stabilizatorul compus din două regulatoare 117 în serie sunt necesare căderile de tensiune minime după cum urmează:

-pe regulatorul al doilea: o cădere conform graficului din fig.10.5, plus o rezervă de câteva zecimi de volt (0,2...0,3V) care să acopere abateri datorate dispersiei componentelor de pe bucla ce menține tensiunea  $V_{ie}$  redusă a elementului de reglare compus,

-pe primul regulator: cădere conform graficului din fig.10.5, plus o rezervă de câteva zecimi de volt (0,4...0,5V) care să acopere dispersia tensiunii de saturație a circuitului 117 și mai ales abateri ale tensiunii redresate față de valoarea calculată, plus jumătate din valoarea vârf la vârf a riplului tensiunii redresate ( în scopul evitării saturării regulatorului la vârful inferior al riplului și transmiterea acestuia spre sarcină).

Cu ajutorul a două regulatoare integrate de tipul 117(217,317), plasate în locul tranzistoarelor  $T_1$  și  $T_2$  din figura 1.6, se poate obține o schemă de regulator de tensiune fixă sau ajustabilă într-o anumită gamă. Întrucât, în al doilea caz, apare putere disipată mai mare pe elementul de reglare, soluția cu două regulatoare în serie este justificată mai ales datorită reducerii substanțiale a radiatorului necesar. Schema stabilizatorului pentru tensiune ajustabilă (fig.11.3) impune, conform [4] și [5], apelarea la regulatorul integrat de precizie LM723. Acesta va impune calitățile sale de stabilizare întregii scheme.

Diodele  $D_2$  și  $D_3$  protejează cele două regulatoare integrate în cazul unui scurtcircuit la intrarea schemei dacă la ieșire se utilizează un condensator electrolitic mai mare sau egal cu  $10\mu F$ .

Drept tranzistor de comandă ( $T_3$  în figura 1.6) este folosit aici dublenul de ieșire din integratul 723. În locul diodei zener ( $D_2$  în figura 1.6) este suficientă aici o diodă simplă. Tensiunea redusă  $\Delta V_{ie2}$  pe regulatorul 2, când regulatorul 1 conduce curent, se obține așa cum rezultă din fig.11.3, ca o sumă:

$$\Delta V_{ie\min 2} = V_{ref1} + V_{R4} + V_{D1} = 1,25 + 0,05 \cdot 5,1 + 0,7 = 2,2V ,$$

deoarece în acest caz, prin rezistorul  $R_4$  trece curentul nominal de circa  $50\mu A$  al pinului ADJ. Dioda  $D_1$  asigură împreună cu tensiunea  $V_{ref2}$  o tensiune pe tranzistorul de ieșire din integratul 723 ( $T_{15}$ )

$$V_{CE15} = V_{D1} + V_{ref2} = 0,7 + 1,25 = 1,95V \approx \text{constantă} ,$$

care este redusă dar depășește valoarea de la limita regiunii de saturație. Astfel pe circuitul integrat 723 se disipă o putere redusă ( $\approx 100mW$ ).

Curentul necesar deschiderii diodei  $D_1$  și tranzistorului  $T_{15}$  (din 723) este furnizat de rezistența  $R_2$ . Rezistența  $R_3$  închide la masă curentul din  $T_{15}$  și curentul pinului ADJ al regulatorului 2.



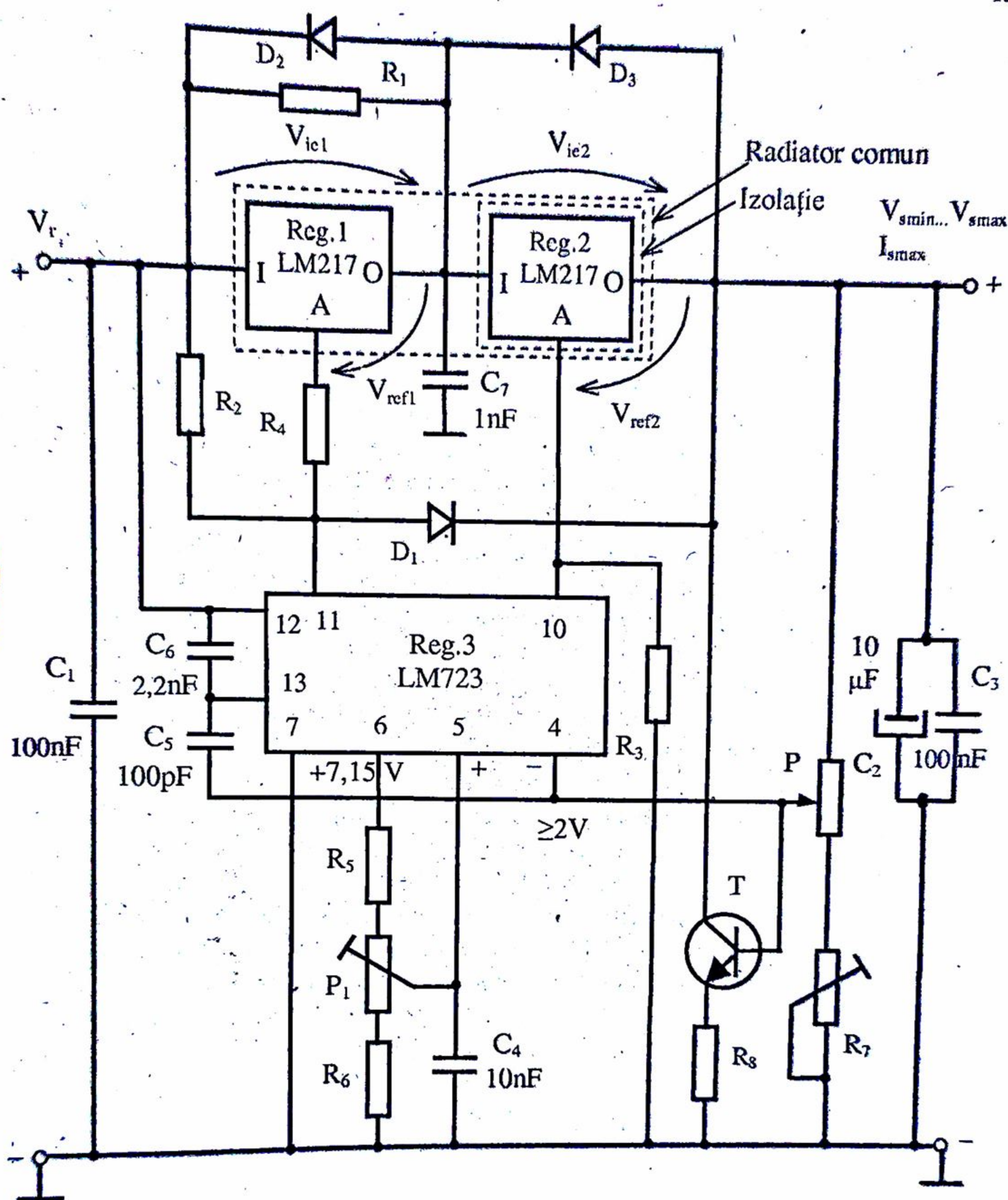


Fig.11.3. Stabilizator cu două reglatoare în serie ajustabil, de mare performanță.

Când la ieșirea regulatorului se stabilește tensiunea minimă, curenții prin  $R_2$  și  $R_4$  cresc și ei, trebuie preluați de divizorul de la ieșirea  $P-R_7$ , împreună cu curentul minim necesar prin regulatorul 117 (5mA la LM117, 217 sau chiar 10mA la LM317)



pentru ca stabilizatorul să funcționeze corect și în gol. Dar acest lucru ar conduce la o rezistență totală redusă a divizorului și la o creștere exagerată a curentului prin acesta când tensiunea de ieșire crește spre cea maximă. De aceea, la surse de tensiune ajustabile în gamă largă, în locul unui divizor cu rezistențe reduse se va folosi pentru preluarea curenților de mai sus la funcționarea în gol un tranzistor T și rezistența  $R_8$ . Tranzistorul T este polarizat de la tensiunea constantă de pe cursorul potențiometrului P, deci realizează o sursă de curent constant.

Nu este necesar să se folosească limitarea curentului sarcinii de către integratul 723, acesta fiind limitat de însăși reglatoarele din elementul de reglare.

Pentru eliminarea unor oscilații de medie și înaltă frecvență (ce apar în tensiunea de ieșire) sunt necesare condensatoarele de corecție de frecvență  $C_5, C_6, C_7$ .

Dacă se folosește un radiator comun și capsule TO-220 pentru cele două reglatoare 117(217,317), acestea se pot monta pe cele două fețe opuse ale radiatorului, strânse cu același șurub, dar având izolare electrică a regulatorului 2 față de radiator și față de șurub.

În cazul folosirii unor capsule de tip TO-3 pentru reglatoarele 1 și 2, radiatorul comun poate rezulta uneori atât de mic încât ar depăși cu puțin gabaritul celor două capsule montate pe el (cu regulatorul 2 izolat). Pentru evitarea complicației montării și izolării regulatorului 2 merită chiar să se folosească radiatoare separate pentru cele două reglatoare.

Performanțele stabilizatorului din fig.11.3 sunt practic cele impuse de regulatorul integrat de precizie 723 deci deosebit de bune:

- stabilizarea în raport cu rețeaua:  $\leq 2 \text{ mV}$ ,
- stabilizarea în raport cu sarcina:  $\leq 10 \text{ mV}$
- derivata termică a tensiunii de ieșire :  $\leq 0,15 \cdot 10^{-3} / ^\circ\text{C}$ .

Elementul de reglare cu două reglatoare LM117(217,317) în serie se pretează în mod deosebit pentru alimentatoare cu ajustare de la 0V (vezi Capitolul 7). S-ar putea realiza, de exemplu, o sursă de tensiune cu gama 0... 15V și curent maxim 1,5A.

Față de alimentatorul clasic cu un singur regulator, cel cu două reglatoare integrate are un randament cu circa 10% mai mic, din cauza necesității unei tensiuni de alimentare  $V_r$  cu aproape 10% mai mare.

## 11.2. Relații de calcul

Datele inițiale pentru calculul stabilizatorului cu schema din fig.11.3 sunt:

- limitele tensiunii pe sarcină  $V_{s\min}$  și  $V_{s\max}$  (fără ca  $V_{s\min}$  să coboare sub 2V);
- curentul maxim necesar în sarcină:  $I_{s\max}$  (nu mai mare de 1,5A) pentru o gamă de tensiune de ieșire mai restrânsă și nu mai mare de ordinul 1A pentru o gamă de tensiune mai largă;
- variațiile procentuale ale rețelei:  $100\Delta V_{ref}/V_{ro}$ ,  $100\Delta V_{ref}/V_{ro}$ ;



- gama temperaturilor mediului:  $t_{amin} \dots t_{amax}$  ;
- riplul maxim al tensiunii de ieșire:  $v_{osm}$ .

Calculul stabilizatorului se face parcurgând următoarele etape:

a) Se estimează amplitudinea ondulației tensiunii redresate,  $v_{orm}$ , cu ajutorul relației (2.3), folosind datele inițiale de mai sus.

b) Se adoptă tipul circuitului integrat ținând cont de gama temperaturilor de lucru dar și de limitarea temperaturii maxime a joncțiunilor la  $125^{\circ}\text{C}$  la LM317, care poate necesita din acest motiv un radiator mai mare. La acest tip de stabilizator, totuși, puterile disipate pe tranzistoare nu mai sunt atât de mari ca la stabilizatorul cu un singur regulator LM117. Integratul LM317 pretinde un curent  $I_{smin}=10\text{mA}$  față de  $5\text{mA}$  al celorlalte tipuri ducând la un curent mărit prin tranzistorul T.

c) Se stabilește tensiunea minimă necesară la intrarea stabilizatorului:

$$V_{rmin} = V_{smax} + \Delta V_{iemin1} + \Delta V_{iemin2} + v_{orm} \quad [\text{V}] , \quad (11.1)$$

unde căderea minimă intrare-ieșire pe regulator se citește din graficul potrivit din fig.10.5, iar suplimentul de  $0,5\text{V}$  acoperă imprecizia graficului din fig.10.5, precum și erorile de calcul și realizare a transformatorului de rețea și a redresorului.

d) Se parcurg punctele d și e din paragraful 10.2. Verificarea lui  $\Delta V_{iemax}$  se face de fapt pentru regulatorul 2, care, când sursa este în gol, preia tensiune maximă.

e) Se calculează rezistența de ocolire  $R_1$  cu relația:

$$R_1 = \frac{V_{rmax} - V_{smin}}{I_{smax} + I_T} , \quad (11.2)$$

unde  $I_T$  este curentul sursei de curent constant realizată cu tranzistorul T, care trebuie anticipat aici ( $20 \dots 30\text{mA}$ ).

Pentru adoptarea rezistenței  $R_1$  mai este necesară puterea maximă disipată pe ea, care intervine în situația de scurtcircuit la ieșire. Calculul acestei puteri se va efectua mai târziu.

f) Se determină puterea disipată maximă pe primul regulator integrat [5]:

$$P_{d1max} = \frac{(V_{rmax} - V_{smin})(I_{smax} + I_T)}{4} , \quad (11.3)$$

când pe al doilea regulator intervine o putere redusă:

$$P_{d2} = \Delta V_{iemin2}(I_{smax} + I_T) , \quad (11.4)$$

De asemenea, se determină puterea disipată maximă pe al doilea regulator integrat

$$P_{d2max} = \frac{(I_{smax} + I_T)^2 (R_1 + R_{ic})}{4} , \quad (11.5)$$

când  $P_{d1}=0$  și unde :



$$R_{ir} \approx \frac{\lambda V_r}{I_{smax} + I_T} \quad (11.6)$$

reprezintă rezistența internă a redresorului la curentul nominal [vezi Anexa 4].

g) Se stabilește necesitatea radiatoarelor sau a unui radiator comun pentru cele două regulatoare LM117(217,317). Puterea disipată maximă fără radiator  $P_{dmaxo}$  a unui regulator cu o anumită capsulă este dată de relația (8.3).

Dacă  $P_{d1max} < P_{dmaxo}$  și  $P_{d2max} < P_{dmaxo}$ , atunci nici un regulator nu necesită radiator. Este posibilă situația când doar al doilea regulator să necesite radiator.

Dacă  $P_{d1max}$  și  $P_{d2max}$  sunt doar cu puțin mai mari decât  $P_{dmaxo}$ , se recomandă soluția cu radiatoare separate care nu sunt prea mari, pentru cele două regulatoare.

Dacă aceste două puteri disipate maxime sunt sensibile mai mari decât  $P_{dmaxo}$  și ar rezulta radiatoare separate mari, se recomandă folosirea unui radiator comun, cu izolare electrică a regulatorului 2. Acesta se va calcula pentru a asigura cea mai mică rezistență termică dintre cele date de relațiile (1.1) și (1.2), folosind în loc de  $t_{jmax}$  temperatura  $t_{jmax}^* = 140^\circ\text{C}$  pentru circuitele integrate LM117 și 217 și  $t_{jmax}^* = 120^\circ\text{C}$  pentru circuitul integrat LM317.

Aria radiatorului comun se poate considera exagerată dacă  $R_{thra} < 2^\circ\text{C/W}$  pentru capsulă de tip T0-220 și  $R_{thra} < 1^\circ\text{C/W}$  pentru capsule de tip T0-3. În cazul în care rezistența termică a radiatorului rezultă prea mică, este necesară răcirea forțată a acestuia.

h) Se calculează sau adoptă rezistențele  $R_3$ ,  $R_2$  și  $R_4$ . Rezistența  $R_3$  se dimensionează din condiția de a asigura un mic curent de deschidere a tranzistorului de reglare din regulatorul LM723 (care nu este prevăzut în catalog), plus curentul  $I_{ADJmax} = 100\mu\text{A}$  al regulatorului 2. Curentul de deschidere al tranzistorului regulator din LM723,  $I_{10min}$ , trebuie să fie redus (de exemplu  $50\mu\text{A}$ ) pentru ca rezistența  $R_3$  să nu rezulte mică. Aceasta ar duce, într-o altă situație, la un curent maxim ridicat prin ea și în final la o rezistență  $R_2$  mică, respectiv un curent mare prin aceasta și prin tranzistorul T al sursei de curent.

Cu acestea

$$R_3 = \frac{V_{smin} - V_{ref}}{I_{R3min}} \quad \text{cu} \quad I_{R3min} = I_{10min} + I_{ADJmax},$$

care se normalizează cu o toleranță medie ( $\pm 5\%$ ).

Când însă  $V_s$  este maximă, va rezulta un curent prin rezistența  $R_3$ :

$$I_{R3max} = \frac{V_{smax} - V_{ref}}{R_3},$$

care trebuie să circule prin rezistența  $R_2$ . Deci

$$I_{R2min} = I_{D1min} + I_{R3max} - 2I_{ADI}.$$

Aici se va lua pentru  $I_{D1min}$  o valoare chiar mai mică de  $1\text{mA}$  (de exemplu,  $0,5\text{mA}$ ) pentru ca  $R_2$  să nu rezulte prea mică (vezi urmarea prezentată mai sus).



Cu aceasta, rezistența  $R_2$  va avea valoarea

$$R_2 = \frac{V'_{tmin} - V_{smax} - V_{D1}}{I_{R2min}}$$

și se adoptă o valoare normalizată.

Când stabilizatorul lucrează în gol, cu tensiunea de ieșire minimă, va rezulta un curent

$$I_{R2max} = \frac{V_{romax} - V_{smin} - V_{D1}}{R_2},$$

de valoare câteva zeci de mA, care va trebui să fie preluat de sursa de curent constant realizată cu tranzistorul T.

Rezistența  $R_4$ , de limitare a curentului  $I_{ADJ}$  în regimul când tensiunea  $V_{OA1} > V_{ref} = 1,25V$ , va fi calculată din condiția ca prin căderea pe ea să asigure valoarea  $\Delta V_{ie min 2}$  admisă în funcție de  $I_{smax}$  la începutul calculelor. Ea va trebui însă să aibă o valoare mai mare de 4...5k $\Omega$  (vezi fig.11.2). Deci:

$$R_4 = \frac{\Delta V_{ie min 2} - V_{ref} - V_{D1}}{I_{ADJ}}$$

Deoarece  $I_{ADJ}$  poate fi mai mare decât 50 $\mu A$  (maxim 100 $\mu A$ ), căderea pe  $R_4$  într-un astfel de caz suplimentează nedorit tensiunea  $\Delta V_{ie min 2}$  și conduce la necesitatea creșterii tensiunii sursei de alimentare  $V_{min}$ . Pentru a contracara acest efect la realizarea practică, dacă rezistența  $R_4$  are pe ea o tensiune mai mare de 0,55V, se va reduce valoarea ei cu câțiva K $\Omega$  !

i) Se determină puterea disipată maximă pe regulatorul LM723, când prin acesta trece curentul maxim:

$$I_{10max} = I_{R3max} - I_{ADJ}$$

Tensiunea între pinii 10 și 11 ai acestui regulator este aproximativ constantă și egală cu:

$$V_{11-10} = V_{D1} + V_{ref} = 0,7 + 1,25 = 1,95V$$

Cu această puterea disipată maximă pe regulatorul LM723 este:

$$P_{d3max} = V_{11-10} I_{10max} + V_{romax} I_{12max},$$

unde curentul de alimentare propriu al integratului 723,  $I_{12max}$ , este de 4 mA pentru LM723C și 5mA pentru LM723 la o tensiune de alimentare de 30V. Va rezulta de obicei o putere disipată sensibil mai mică decât cea suportată de capsula regulatorului (la capsulă DIP-114, de ordinul 475mW).

j) Se dimensionează sursa de curent constant realizată cu tranzistorul T și rezistența  $R_8$ . Aceasta trebuie să preia curentul:

$$I_T = I_{smin} + I_{D1max}$$

cu  $I_{smin}$  dat în Tabelul 10.1 (5mA pentru LM117,217 și 10mA pentru LM317) și



$$I_{D1max} = I_{R2max} + I_{ADJ}^* - (I_{R3min} - I_{ADJ})$$

Aici  $I_{ADJmax}^*$  este curentul maxim (de străpungere) prin terminalul ADJ de la regulatorul 1 când între OUT și ADJ tensiunea depășește 7,5 V, curent limitat de  $R_4$ :

$$I_{ADJmax}^* = \frac{V_{romax} - (V_{smin} + V_{D1}) - 7,5}{R_4}$$

pentru că valoarea maximă apare când stabilizatorul este în gol și căderea de tensiune pe rezistența  $R_1$  este neglijabilă (la primul OUT al regulatorului 1 apare tensiune aproape egală cu  $V_{romax}$ ).

Cu aceasta, rezistența din emitorul tranzistorului T va fi:

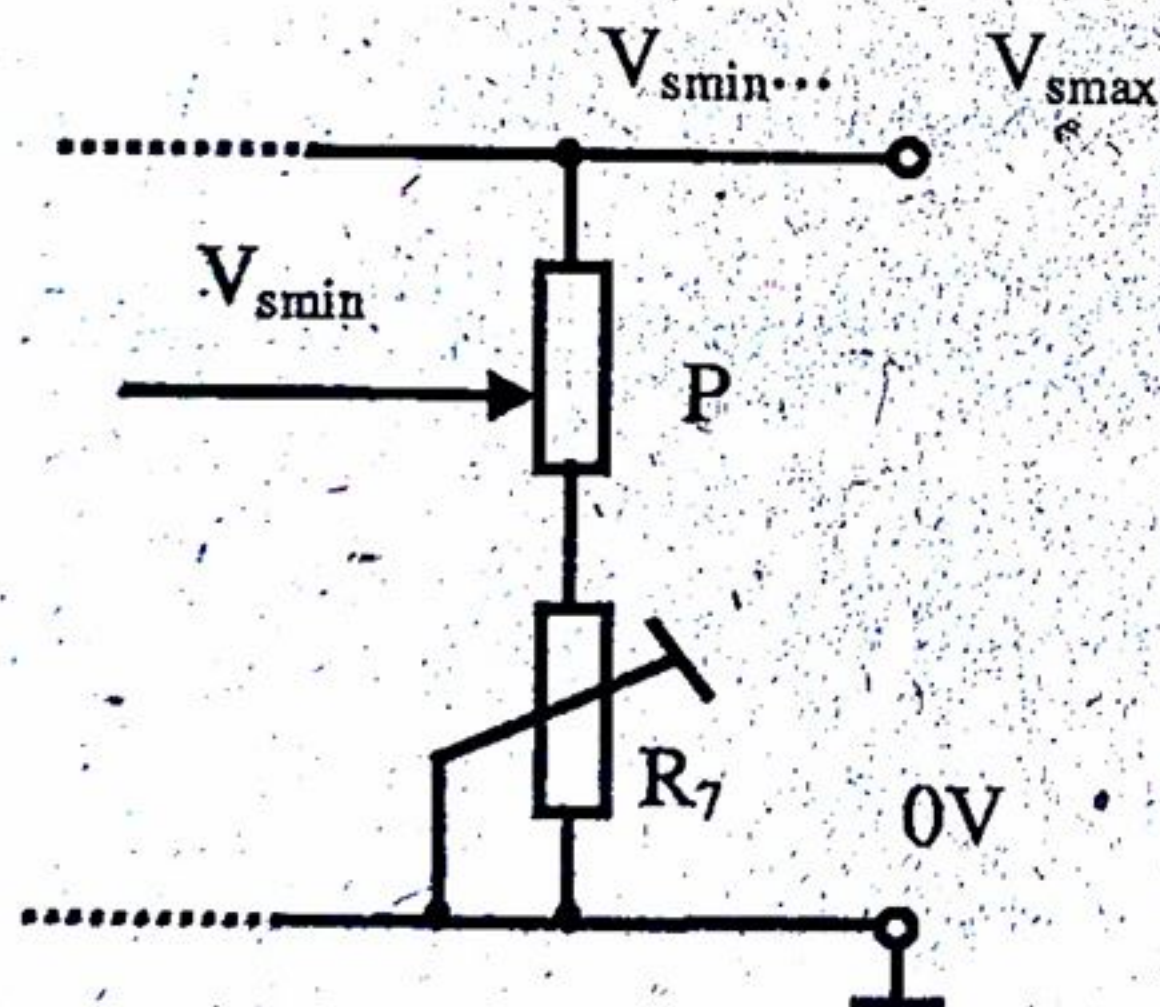
$$R_8 = \frac{V_{smin} - V_{BE}}{I_T}$$

cu  $V_{BE} \approx 0,75V$  la un curent de câteva zeci de mA.

Tranzistorul T se adoptă de tip uzual, de putere mică sau medie, dar mai mare decât:

$$P_{dTmax} = (V_{smax} - I_T R_8) I_T$$

k) Se dimensionează divizorul de tensiune de la ieșirea stabilizatorului (fig. 11.4). Se poate utiliza un potențiomtru P de 5-10 k $\Omega$ , prin care nu trece un curent prea mare nici când  $V_s$  este la valoarea maximă. După ce P se adoptă, rezultă:



$$R_7 = \frac{P}{\frac{V_{smax}}{V_{smin}} - 1}$$

Dacă  $R_7$  se adoptă ajustabilă (pentru a se putea ajusta exact la ieșire tensiunea  $V_{smax}$ ), atunci ea trebuie normalizată la o valoare ce depășește cu 20% valoarea calculată, adică  $R_{7nom} \geq 1,2 R_7$  (ținând cont de toleranța tipică de  $\pm 20\%$  a ei) Se dimensionează divizorul pentru tensiunea de referință a regulatorului 3, care se va face ajustabil (fig. 11.3) pentru a permite stabilirea cu precizie la ieșire a tensiunii  $V_{smin}$ .

Rezistențele acestui divizor vor rezulta din sistemul de ecuații (pentru circuitul integrat LM723C):

$$\begin{cases} R_5 + P_1 + R_6 = 7,15 & [k\Omega] \\ \frac{0,8 \cdot P_1 + R_6}{R_1 + P_1 + R_6} = \frac{V_{smin}}{6,8} \\ \frac{R_6}{R_5 + P_1 + R_6} = \frac{V_{smin}}{7,5} \end{cases}$$



Pentru circuitul integrat LM723C extremele 6,8 și 7,5V ale tensiunii de referință din ultimele două ecuații se vor înlocui cu 6,95 și 7,35 volt. Acest sistem se rezolvă mai întâi în raport cu  $P_1$ , după care aceasta se nominalizează și se reia calculul rezistențelor fixe  $R_5$  și  $R_6$ , pe baza ultimelor două ecuații. Rezistențele  $R_6$  și  $R_5$  se normalizează cu toleranță redusă ( $\pm 2\%$ ).

m) Se apreciază în continuare curentul de scurtcircuit al stabilizatorului. În regim de scurtcircuit, ambele regulatoare conduc dar curentul prin Reg.1 este redus (partea mai mare din curent trece prin rezistorul  $R_1$  aflat în paralel cu regulatorul). Pe Reg.2 se stabilește o cădere de tensiune intrare-ieșire redusă  $\Delta V_{ie\min} = 2,5V$ . Curentul de scurtcircuit va fi atunci limitat de Reg.2 la o valoare  $I_{sc\max} \leq 1,8A$ , conform limitării de curent simple din zona SOA dată în fig.10.4. Acest curent se distribuie apoi între rezistența  $R_1$  și Reg.1 iar curentul prin  $R_1$  va fi de ordinul:

$$I_{R1sc\max} \cong \frac{V'_{romax} - \Delta V_{ie\min 2}}{R_1 + R_{ir}}$$

unde  $V'_{romax}$  este tensiunea în gol de calcul maximă (vezi paragrafele 2.2 și 3.2):

$$V'_{romax} = V_{rmax}(1 + \lambda)$$

Acest curent este apropiat de  $I_{smax}$  al stabilizatorului la surse cu  $V_{smin}$  redus (chiar egal cu acesta când  $V_{smin} = 2V$ ).

Curentul prin Reg.1 va fi deci:

$$I_{0lsc} = I_{sc\max} - I_{R1sc\max} \leq 1,8 - I_{R1sc\max} \quad [A],$$

suficient de redus pentru ca puterea disipată pe acesta  $P_{dlsc}$  să fie mai mică decât  $P_{d1\max}$  din regimul normal de funcționare. La fel, datorită căderii mici de tensiune pe Reg.2, puterea disipată în scurtcircuit pe acesta este sensibil mai mică decât  $P_{d2\max}$  din regimul normal de funcționare. Astfel, la scurtcircuit, nici un regulator și nici o altă componentă a schemei nu este în pericol. Doar redresorul trebuie să suporte curentul de scurtcircuit  $I_{rsc\max} \leq 1,8A$ .

Puterea disipată maximă pe rezistența  $R_1$  va fi deci:

$$P_{dR1\max} = I_{R1sc\max}^2 \cdot R_1,$$

și pe baza ei se adoptă rezistența corespunzătoare.

n) Se apreciază riplul la ieșirea stabilizatorului, ținând cont că acesta este impus de regulatorul LM723(C), cu formula (8.8), unde factorul  $SVR_1$  în lipsa unui condensator electrolitic  $C_4$ , este de ordinul 74 dB (tipic).

Se compară riplul calculat aici cu cel impus în datele inițiale și, dacă este cazul să se reducă în plus, se va folosi un condensator electrolitic  $C_4$  de 5 $\mu$ F, când  $SVR \geq 86$  dB (tipic).

o) Se grupează datele pentru calculul redresorului:

$$V_r, I_r \approx I_{smax} + I_T, I_{rsc\max}, \lambda, V_{orm}, \text{ variațiile procentuale ale rețelei.}$$



### 11.3. Exemplu de calcul

Se va calcula o sursă de tensiune ajustabilă de 2...15 volți, ce poate furniza un curent maxim de 1,5 A în condițiile:

- variația procentuală a rețelei:  $\pm 13,6\%$ ,
- gama temperaturilor mediului:  $+10...+35^\circ\text{C}$ ,
- riplul tensiunii de ieșire:  $< 0,5\text{ mV}$ .

Ondulația tensiunii de la ieșirea redresorului va fi de ordinul:

$$V_{\text{orm}} = \frac{0,1 \cdot I_{\text{smax}} (V_{\text{smax}} + 5)}{1 + 0,05 \cdot V_{\text{smax}}} = \frac{0,1 \cdot 1,5 \cdot (15 + 5)}{1 + 0,05 \cdot 15} \approx 1,7\text{V}$$

Se admite  $V_{\text{orm}} \approx 1,7\text{ V}$ .

Ținând cont că este vorba de un stabilizator cu gamă largă de tensiune și de curent mare, se va adopta tipul de circuit integrat LM217 în capsulă TO-3, în speranța realizării sursei cu un radiator comun neexagerat (pe care cele două regulatoare se montează pe fețe opuse, decalate, dar cât mai aproape de centrul radiatorului).

Tensiunea minimă la intrarea stabilizatorului va fi:

$$V_{\text{rmin}} = V_{\text{smax}} + \Delta V_{\text{iemini1}} + \Delta V_{\text{iemini2}} + V_{\text{orm}} + 0,5 = 15 + 2,4 + 2,5 + 1,7 + 0,5 = 22,1\text{V},$$

cu  $\Delta V_{\text{iemini1}}$  extras din figura 10.5 pentru  $T_j = 150^\circ\text{C}$ , la curentul de  $0,9 \cdot 1,5 = 1,35\text{A}$ .

Tensiunile nominală și maximă de intrare sunt, pentru o cădere relativă de tensiune pe rezistența interioară a redresorului  $\lambda = 0,1$ :

$$V_r = \frac{V_{\text{rmin}}}{1 - \frac{\Delta V_{\text{ro-}}}{V_{\text{ro}}} (1 + \lambda)} = \frac{22,1}{1 - 0,136 \cdot (1 + 0,1)} \approx 26\text{V}$$

$$V_{\text{rmax}} = V_r \left[ 1 + \frac{\Delta V_{\text{ro+}}}{V_{\text{ro}}} (1 + \lambda) \right] = 26 [1 + 0,136 \cdot (1 + 0,1)] \approx 30\text{V}$$

Tensiunea de intrare în gol va fi în aceste condiții

$$V_{\text{romax}} = V_r (1 + 1,5\lambda) \left( 1 + \frac{\Delta V_{\text{ro+}}}{V_{\text{ro}}} \right) = 34\text{V}$$

Se verifică tensiunea maximă între intrare – ieșire la regulatorul integrat 2:

$$V_{\text{romax}} - V_{\text{smin}} = 34 - 2 = 32\text{V} < 40\text{V}$$

deci, din acest punct de vedere, regulatoarele nu sunt periclitate.

Rezistența de ocolire va avea valoarea:

$$R_1 = \frac{V_{\text{romax}} - V_{\text{smin}}}{I_{\text{smax}} + I_T} = 18,3\Omega$$

unde curentul sursei cu tranzistorul T,  $I_T$ , s-a anticipat de 30 mA.



Puterea disipată maximă pe regulatorul 1 este :

$$P_{d1max} = \frac{(V_{rmax} - V_{smin})(I_{smax} + I_T)}{4} = \frac{(30-2)(1,5+0,03)}{4} = 10,7W ,$$

când

$$P_{d2} = \Delta V_{icmin2}(I_{smax} + I_T) = 2,5 \cdot 1,53 = 3,83W .$$

Rezistența interioară a redresorului trebuie să fie :

$$R_{ir} = \frac{\lambda \cdot V_r}{I_{smax} + I_T} = \frac{0,126}{1,5+0,03} = 1,7\Omega .$$

Puterea maximă disipată pe regulatorul 2 este :

$$P_{d2max} = \frac{(I_{smax} + I_T)^2(R_i + R_{ir})}{4} = \frac{(1,53)^2(18,3+1,7)}{4} = 11,75W .$$

Deoarece  $P_{dmax0}$  pentru capsula TO3 este de ordinul a numai 3W, rezultă necesitatea unui radiator comun (altfel sunt necesare două radiatoare cu suprafețe mari). Se determină acum rezistențele termice (relațiile 1.1 și 1.2):

$$R_{thral} = \frac{t_{jmax} - t_{amax} - P_{d1max} \cdot R_{thjrl}}{P_{d1max} + P_{d2}} , \quad \text{cu } R_{thjrl} = R_{thjc} + R_{thcr} ,$$

astfel

$$R_{thral} = \frac{140-35-10,7(4+0,5)}{10,7+3,83} = 3,9^\circ C/W \quad \text{și}$$

$$R_{thra2} = \frac{t_{jmax} - t_{amax}}{P_{d2max}} R_{thjr2} \quad \text{cu } R_{thjr2} = R_{thje} + R_{thcr} + R_{this} ,$$

astfel

$$R_{thra2} = \frac{140-35}{11,75} (4+0,5+0,6) = 3,9^\circ C/W .$$

Admițând și o rezervă, radiatorul comun se va adopta cu rezistența termică de cca  $3,5^\circ C/W$ .

Se admite curentul

$$I_{R3min} = I_{10min} + I_{ADJmax} = 0,05 + 0,1 = 0,15 \text{ mA} ,$$

cu care

$$R_3 = \frac{V_{smin} - V_{ref}}{I_{R3min}} = \frac{2-1,25}{0,15} = 5k\Omega ,$$

care se adoptă de  $5,1 k\Omega \pm 5\%$ . Curentul maxim

$$I_{R3max} = \frac{V_{smax} - V_{ref}}{R_3} = \frac{15-1,25}{5,1} = 2,7 \text{ mA} .$$

Se stabilește curentul:

$$I_{R2min} = I_{D1min} + I_{R3max} - 2I_{ADJ} = 3,1 \text{ mA} .$$

Cu acesta

$$R_2 = \frac{V_{rmin} - V_{smax} - V_{D1}}{I_{R2min}} = \frac{22,1-15-0,7}{3,1} = 2,06k\Omega .$$



Se adoptă valoarea de  $2 \text{ k}\Omega \pm 5\%$ .

Curentul  $I_{R2\max}$  are valoarea

$$I_{R2\max} = \frac{V_{\text{romax}} - V_{\text{smax}} - V_{D1}}{R_2} = \frac{34 - 2 - 0,7}{2} = 15,7 \text{ mA} ,$$

cu care

$$P_{R2\max} = I_{R2\max}^2 \cdot R_2 = (0,0157)^2 \cdot 2000 \approx 0,5 \text{ W} .$$

Rezistența  $R_4$  rezultă din relația:

$$R_4 = \frac{\Delta V_{\text{ie min 2}} - V_{\text{ref}} - V_{D1}}{I_{\text{ADJ}}} = \frac{2,5 - 1,25 - 0,7}{0,05} = 11 \text{ k}\Omega .$$

Dacă, la realizarea schemei, căderea pe  $R_4$  se dovedește mai mare decât  $0,55 \text{ V}$  (din cauză că  $I_{\text{ADJ}} > 50 \mu\text{A}$ ), se va reduce corespunzător rezistența  $R_4$ , pentru ca tensiunea  $\Delta V_{\text{ie}}$  pe regulatorul 2 să nu depășească tensiunea de  $2,5 \text{ V}$  admisă la început.

Curentul maxim la ieșirea regulatorului 3 (LM723C) este

$$I_{10\max} = I_{R3\max} - I_{\text{ADJ}} = 2,7 - 0,05 = 2,65 \text{ mA} ,$$

cu care:

$$P_{d3\max} \approx V_{11-10} \cdot I_{10\max} + V_{\text{romax}} \cdot I_{12\max} \approx 1,95 \cdot 2,65 + 34 \cdot 4 \approx 141 \text{ mW} < 475 \text{ mW} ,$$

deci circuitul integrat LM723C nu este solicitat termic.

Curentul maxim al primului ADJ al regulatorului 1 în situația când tensiunea  $V_{0A}$  a acestui regulator este mai mare decât  $V_{\text{ref}}$  este:

$$I_{\text{ADJmax}}^* = \frac{V_{\text{romax}} - (V_{\text{smin}} + V_{D1}) - 7,5}{R_4} = \frac{34 - (2 + 0,7) - 7,5}{11} = 2,16 \text{ mA} .$$

Cu acesta

$$I_{D1\max} = I_{R2\max} + I_{\text{ADJmax}}^* - (I_{R3\min} - I_{\text{ADJ}}) = 15,7 + 2,16 - (0,15 - 0,05) = 17,76 \text{ mA} .$$

iar:

$$I_T = I_{\text{smin}} + I_{D1\max} \approx 5 + 17,76 \approx 22,8 \text{ mA} .$$

Rezistența  $R_8$  a sursei de curent rezultă acum din formula

$$R_8 = \frac{V_{\text{smin}} - V_{\text{BE}}}{I_T} = \frac{2 - 0,75}{22,8} = 0,055 \text{ k}\Omega ,$$

și se admite o rezistență  $R_8 = 53,6 \Omega \pm 2\%$ . Curentul  $I_T$  devine atunci  $I_T = 23,3 \text{ mA}$ .

Puterea disipată pe tranzistorul T va fi:

$$P_{dT\max} = (V_{\text{smax}} - I_T R_8) I_T = (15 - 23,3 \cdot 0,0536) 23,3 = 320 \text{ mW} ,$$

și se adoptă un tranzistor de tipul BCY58 VIII, având  $P_{d\max} = 390 \text{ mW}$  la  $t_a = 25^\circ\text{C}$  care, la  $t_{a\max} = 35^\circ\text{C}$  nu coboară sub  $320 \text{ mW}$ .

Potențiometrul P de la ieșire se adoptă de  $5 \text{ k}\Omega$  și atunci:

$$R_{7\max} = 1,2 \frac{P}{\frac{V_{\text{ermax}}}{V_{\text{ermin}}} - 1} = 1,2 \frac{5}{\frac{15}{2} - 1} = 0,925 \text{ k}\Omega .$$



Se poate adopta o rezistență ajustabilă  $R_7=1\text{ k}\Omega$ .

Divizorul pentru tensiunea de referință va avea rezistențele date de sistemul

$$\begin{cases} R_5 + P_1 + R_6 = 7,15 \\ \frac{0,8 \cdot P_1 + R_6}{R_1 + P_1 + R_6} = \frac{V_{smin}}{6,8} = \frac{2}{6,8} \\ \frac{R_6}{R_5 + P_1 + R_6} = \frac{V_{smin}}{7,5} = \frac{2}{7,5} \end{cases}$$

După rezolvare în raport cu  $P_1$  și normalizarea acestuia, folosind numai ecuațiile 2 și 3 ale sistemului, rezultă valorile:

$$P_1 = 250\Omega, \quad R_5 = 5,1\text{ k}\Omega \pm 5\%, \quad R_6 = 1,8\text{ k}\Omega \pm 5\%$$

Tensiunea în gol de calcul a redresorului va fi

$$V'_{romax} = V_{rmax}(1+\lambda) = 30(1+0,1) = 33\text{V}$$

Cu aceasta, curentul de scurtcircuit maxim prin rezistorul  $R_1$  va avea valoarea

$$I_{R1scmax} = \frac{V'_{romax} - \Delta V_{ie min 2}}{R_1 + R_r} = \frac{33 - 2,5}{18,3 + 1,7} = 1,525\text{A}$$

Curentul prin Reg.1 va fi deci:

$$I_{01sc} = I_{scmax} - I_{R1scmax} \leq 1,8 - I_{R1scmax} = 1,8 - 1,525 = 0,275\text{A}$$

Redresorul trebuie să suporte curentul de scurtcircuit  $I_{rscmax} \leq 1,8\text{A}$ .

Puterea disipată maximă pe rezistența  $R_1$  va fi deci:

$$P_{dR1max} = I_{R1scmax}^2 \cdot R_1 = 1,525^2 \cdot 18,3 = 42,5\text{W}$$

și rezistorul se poate realiza de exemplu, din 5 rezistoare de  $91\Omega/10\text{W}$  în paralel.

Riplul la ieșirea stabilizatorului va fi:

$$v_{osm} = v_{orm} \cdot 10^{\frac{SVR}{20}} = 1,7 \cdot 10^{\frac{74}{20}} \approx 0,34\text{mV} < 0,5\text{mV impus.}$$

Datele necesare la calculul redresorului sunt:

$$V_{rmax} = 30\text{V}, \quad I_r \approx I_{smax} + I_T = 1,53\text{A}, \quad I_{rscmax} \leq 1,8\text{A}, \quad \lambda = 0,1, \quad v_{orm} = 1,7\text{V}, \quad \text{variația procentuală a rețelei } \pm 13,6\%$$



## CAPITOLUL 12

## STABILIZATOARE DE TENSIUNE FIXĂ (5V) CU CIRCUIT INTEGRAT LM223(323)

### 12.1. Prezentarea circuitului integrat și a schemei

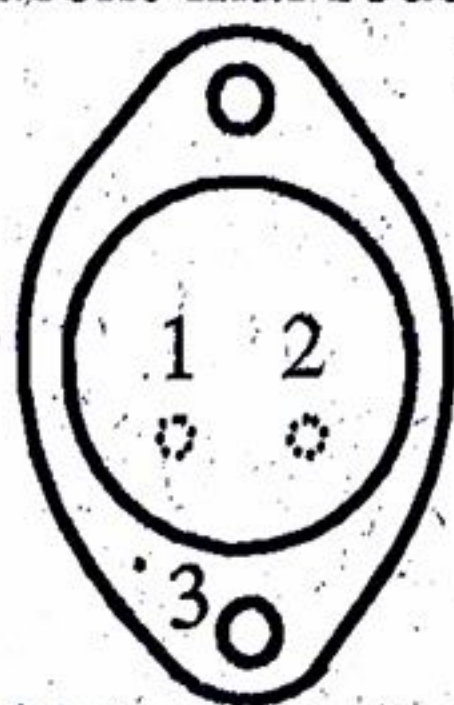
Circuitul integrat LM223(323) este un stabilizator de tensiune fixă pozitivă, de curent mare, ce poate depăși 3A [17]. La concepția integratului s-au luat măsuri pentru ca la acest curent mare performanțele stabilizatorului să nu fie mai slabe decât ale stabilizatoarelor de curent mai redus.

TO-3  
(vedere de sus)

1 OUT

2 IN

3 COM



Fiind prevăzut cu cele trei protecții tipice ale elementului de reglare, circuitul integrat este în principiu indestructibil. El se realizează numai în capsulă TO-3, având terminalele cu specificația din fig.12.1. Codul 223 sau 323 este atribuit integratului în funcție de gama temperaturilor de lucru ale joncțiunilor.

Fig.12.1. Conexiunile regulatorului LM223(323.)

Schema bloc a circuitului integrat LM223(323) [17] nu diferă de aceea a altor stabilizatoare cu terminal comun (masă) (fig.1.1 și 8.1). Sursa de tensiune de referință de 5V are principiul de funcționare diferit de al surselor band-gap.

Mărimile limită ale circuitului LM223(323) sunt:

- tensiunea de intrare maximă,  $V_{IMAX}=20V$ ,
- curentul de ieșire, limitat intern la o valoare tipică de 3,9A pentru o cădere de tensiune intrare-ieșire până la cca8,5V (fig.12.2),
- gama temperaturii joncțiunilor:  $-25...+150^{\circ}C$  pentru LM223 ,  
 $0...+125^{\circ}C$  pentru LM323 .

Caracteristicile termice ale integratului sunt:

- rezistența termică joncțiune-capsulă tipică:  $R_{thjc}=4^{\circ}C/W$  ,
- rezistența termică capsulă-mediul ambiant:  $R_{thca}=31^{\circ}C/W$  ,



-rezistența termică de contact capsulă-radiator (folosind vaselină siliconică):  
 $R_{thcr}=0,5^{\circ}\text{C/W}$ .

Caracteristicile electrice principale ale stabilizatorului LM223(323) sunt:

-tensiunea de ieșire în condițiile:

$$t_{j\text{MIN}} \leq t_j \leq t_{j\text{MAX}}, \quad 7,5\text{V} \leq V_r \leq 15\text{V}, \quad I_s \leq 3\text{A}$$

este: la LM223  $5\text{V} \pm 0,4\text{V}$ ,

la LM323  $5\text{V} \pm 0,25\text{V}$ ,

-stabilizarea în raport cu rețeaua în condițiile:

$$t_j=25^{\circ}\text{C}, \quad \Delta V_r=7,5...15\text{V},$$

pentru ambele circuite integrate:  $\Delta V_{sr}=5\text{mV}$  tipică și  $25\text{mV}$  maximă,

-stabilizarea în raport cu sarcina, în condițiile:

$$t_j=25^{\circ}\text{C}, \quad V_r=7,5\text{V}, \quad \Delta I_s=0...3\text{A},$$

pentru ambele circuite integrate:  $\Delta V_{ss}=25\text{mV}$  tipică și  $100\text{mV}$  maximă,

-stabilitatea termică, pentru  $\Delta T=100^{\circ}\text{C}$  și  $I_s$  redus, tipică:  $\Delta V_{st}=50\text{mV}$  (adică un coeficient de temperatură  $\Delta V_s/\Delta t=-0,5\text{mV}/^{\circ}\text{C}$ ),

-curentul de alimentare cu ieșirea în gol:

$$I_o=12\text{mA} \text{ tipic și } 20\text{mA} \text{ maxim.}$$

Graficele  $I_{s\text{max}}$  în funcție de căderea  $\Delta V_{ie}$  pentru LM223 și LM323 sunt date în fig.12.2 pentru temperatura maximă a joncțiunilor și un radiator încă neexagerat (curbele 1 și 2), respectiv pentru cazul unei răcirii forțate (curba 3).

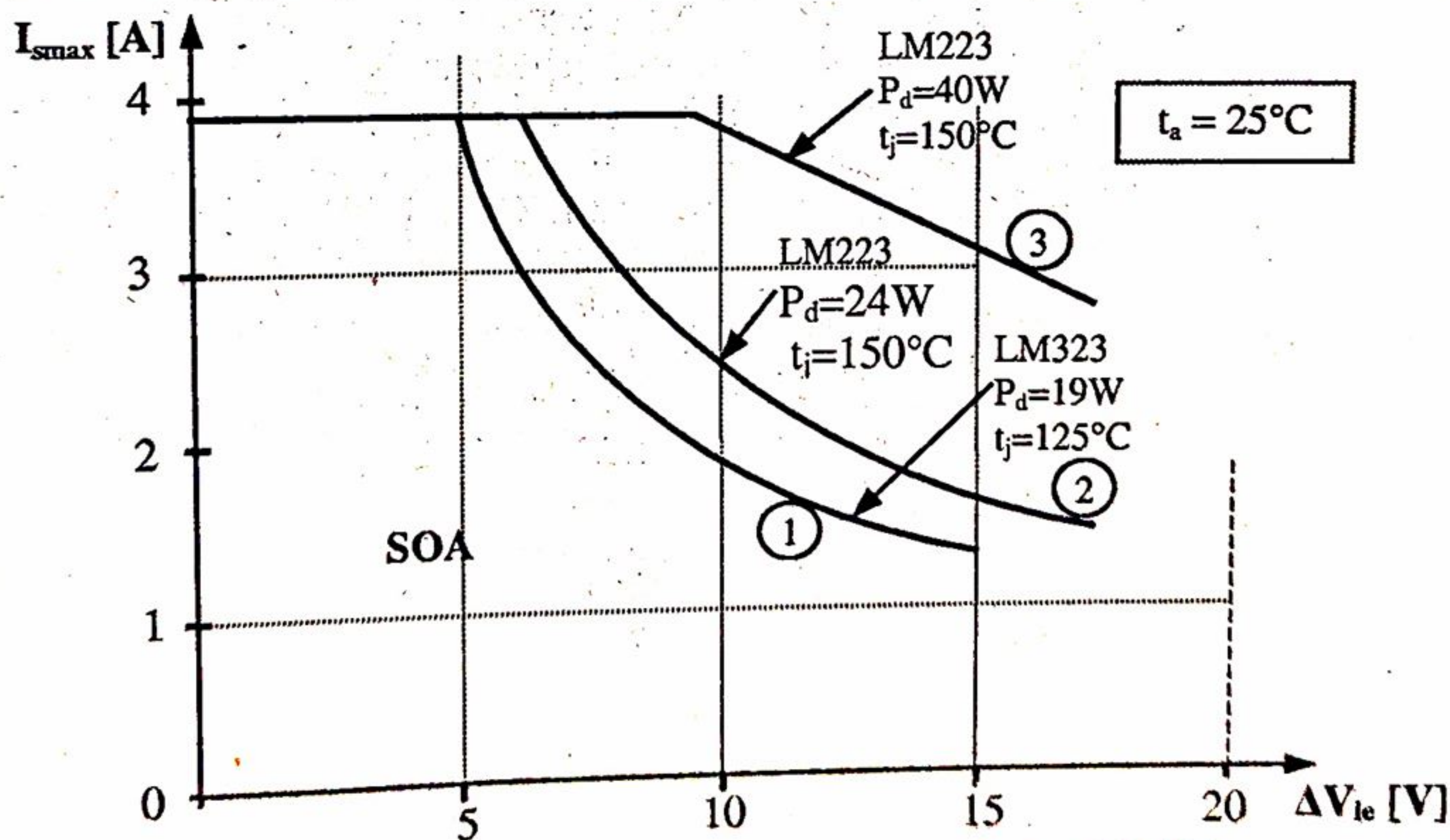


Fig.12.2. Graficul SOA pentru reglatoarele LM223,323.

În graficul din fig.12.3 se prezintă căderea minimă de tensiune necesară între



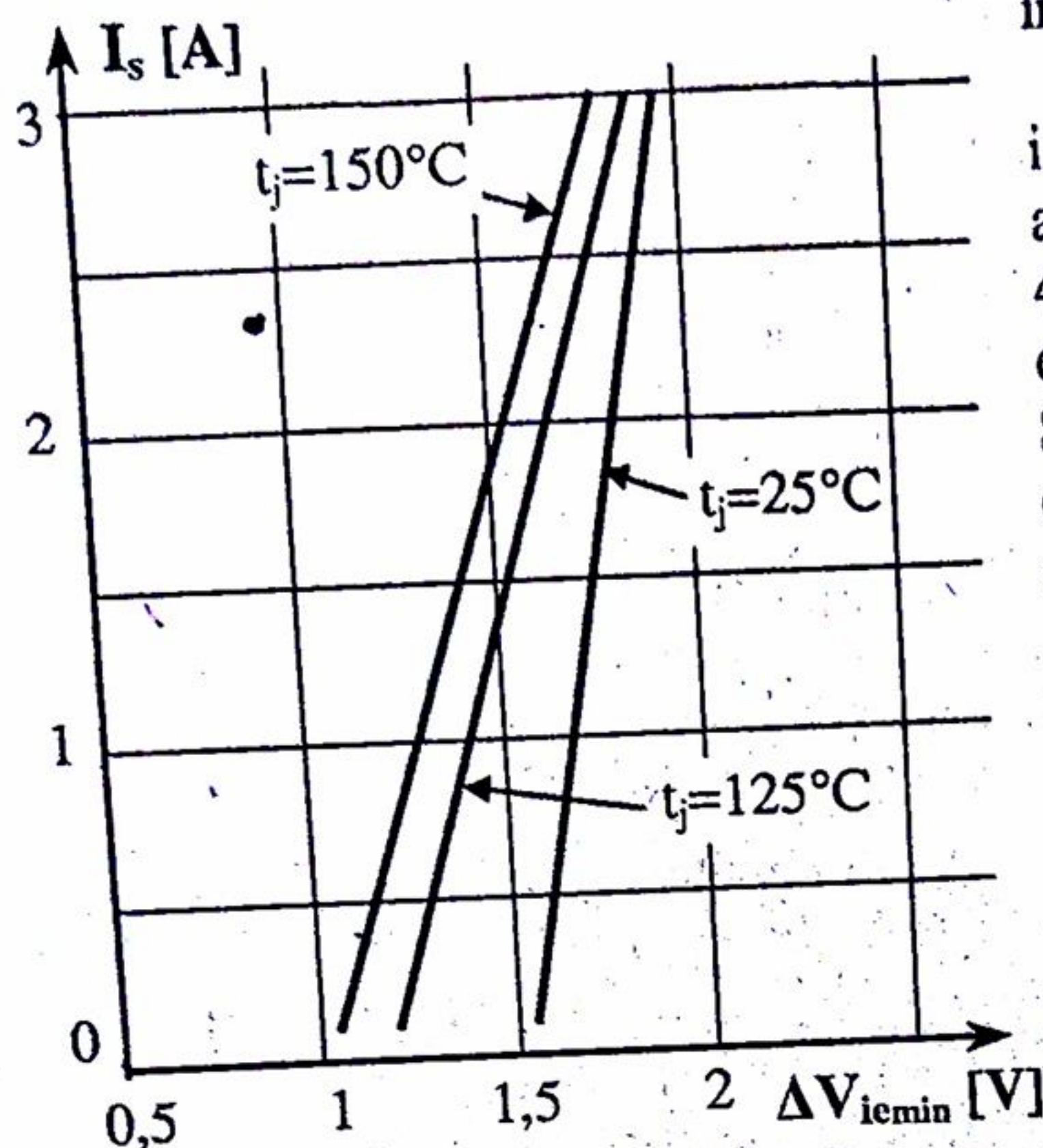


Fig.12.3. Căderea minimă de tensiune pe regulatorul LM223(323).

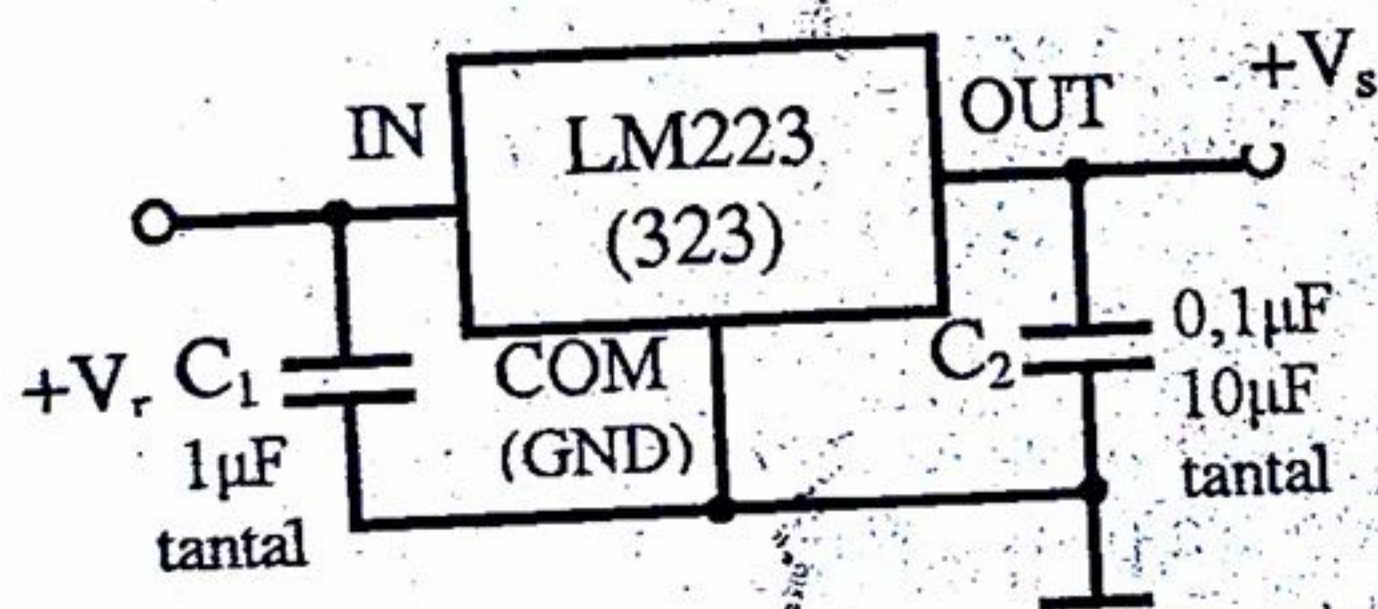


Fig.12.4. Stabilizator de tensiune  $5V \pm 0.4V$ .

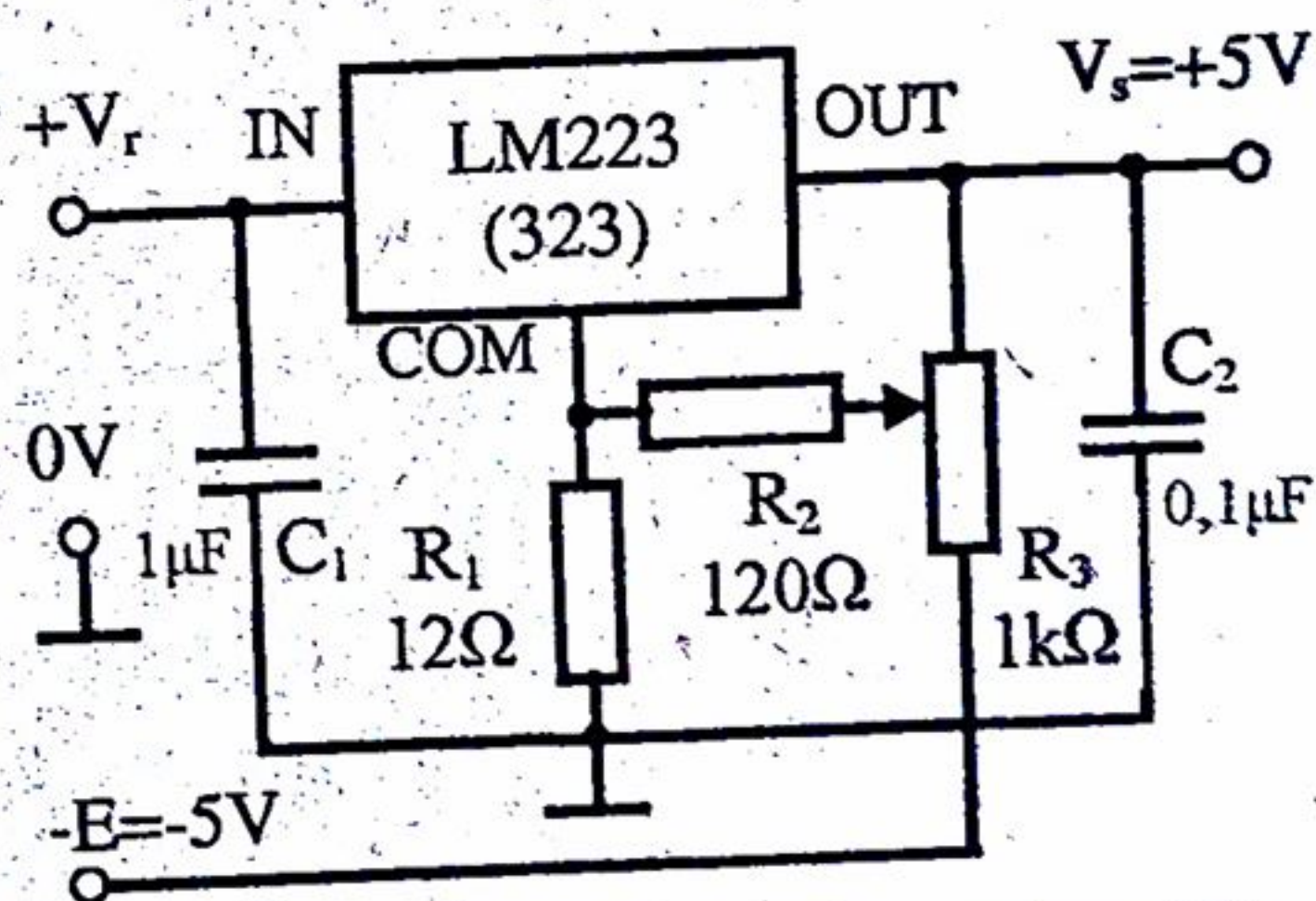


Fig.12.5. Stabilizator de tensiune 5V.

Aplicația tipică a circuitului integrat LM223(323) este dată în fig.12.4, unde tensiunea de ieșire  $V_s$  prezintă dispersie conform datelor de catalog:  $5V \pm 0.4V$  pentru LM223, respectiv  $5V \pm 0.25V$  pentru LM 323. Dacă este necesară ajustarea tensiunii de ieșire la 5V, atunci se utilizează schema din fig.12.5, unde intervine o sursă auxiliară de tensiune stabilizată negativă de -5V.

Creșterea curentului de ieșire al unei surse peste 3A se poate obține prin conectarea în paralel (cu câte o rezistență redusă în serie) a mai multor integrate LM 223(323) conform [17]. Este interesantă o aplicație a acestui stabilizator integrat în sursă de tensiune ajustabilă de la zero, pentru  $I_{smax} \leq 3A$ , care se va studia în capitolul următor [17].

intrare-ieșire pentru funcționare corectă.

La un salt treaptă al tensiunii de intrare de 1V, pe tensiunea de ieșire apare un impuls de amplitudine de cca 4mV și durată  $< 1\mu s$ . Riplul de 100Hz este atenuat prin stabilizator cu un factor SVR de cel puțin 60dB dacă  $C_2 = 0.1\mu F$  și cu peste 75dB, dacă  $C_2 = 10\mu F$  (condensator cu tantal).

La un salt treaptă al curentului de ieșire de 1A, pe tensiunea de ieșire apare un impuls de durată  $1\mu s$ , de sens contrar, de amplitudine: 0.2V pentru un condensator conectat la ieșire de  $0.1\mu F$ , respectiv 0.08V pentru un condensator de tantal de  $10\mu F$  [17]. Dacă se dorește reducerea în continuare a acestui impuls, trebuie mărită valoarea condensatorului.



## 12.2. Relații de calcul

Datele inițiale pentru calculul stabilizatorului de tensiune fixă cu circuit integrat de tip 223(323) sunt:

- dispersia admisă a tensiunii de ieșire față de 5V:  $\pm\Delta V_{sd}$ , eventual nulă;
- curentul maxim necesar în sarcină:  $I_{smax}$  (nu mai mare de 3A);
- variațiile procentuale ale rețelei:

$$100 \frac{\Delta V_{ro+}}{V_{ro}} \quad \text{și} \quad 100 \frac{\Delta V_{ro-}}{V_{ro}};$$

- gama temperaturilor mediului ambiant:  $t_{amin} \dots t_{amax}$ .

Pentru calculul stabilizatorului se parcurg următoarele etape:

- a) Se estimează amplitudinea ondulației tensiunii redresate,  $v_{orm}$ , pe baza relației:

$$v_{orm} \approx 0,8 I_{smax} \quad [V, A].$$

- b) Se adoptă tipul circuitului integrat dintre LM223 și LM323 ținând cont de temperatura de lucru minimă ( $-25^{\circ}\text{C}$  la LM223 și  $0^{\circ}\text{C}$  la LM323) și de dispersia admisă a tensiunii de ieșire (poate apărea o dispersie de  $\pm 0,4\text{V}$  la LM223 și  $\pm 0,25\text{V}$  la LM323).

Dacă dispersia  $\Delta V_{sd}$  impusă în enunț este  $< 0,25\text{V}$ , va fi necesar să se utilizeze schema din fig. 12.5 cu ajustarea tensiunii de ieșire la 5V în condiții de funcționare de la mijocul gamelor mărimilor  $V_r$ ,  $I_s$ ,  $t_a$ .

Folosirea integratului LM223 permite reducerea gabaritului radiatorului necesar datorită temperaturii maxime a joncțiunilor mai ridicate.

- c) Se determină tensiunea minimă necesară pentru alimentarea stabilizatorului:

$$V_{rmin} = V_{smax} + \Delta V_{iemn} + v_{orm} + (0,4 \dots 0,5) \quad [V],$$

unde:  $V_{smax}$  este tensiunea de ieșire incluzând dispersia (de  $+0,25\text{V}$  sau  $+0,4\text{V}$ ) sau, în cazul ajustării tensiunii de ieșire la 5V,  $V_{smax} = 5\text{V}$ ;

$\Delta V_{iemn}$  este căderea minimă ce trebuie asigurată între intrare-ieșire și care se extrage din graficul dat în fig. 12.3 pentru  $t_{jmax}$  ( $150^{\circ}\text{C}$  pentru LM223 și  $125^{\circ}\text{C}$  pentru LM323). Dacă pornirea stabilizatorului se face la rece (de exemplu, la  $t_a = 25^{\circ}\text{C}$ ) cu ieșirea neîncărcată semnificativ (apropiată de funcționarea în gol), trebuie utilizată curba pentru  $t_j = 25^{\circ}\text{C}$ . În catalogul circuitului integrat [17] sunt date și pentru situații cu  $t_j < 25^{\circ}\text{C}$ .

Rezerva de  $0,4 \dots 0,5\text{V}$  s-a admis pentru acoperirea erorilor de calcul și de realizare a transformatorului de rețea și a redresorului.

- d) Se determină valorile nominală și maximă ale tensiunii redresate în plină sarcină și în gol, cu relațiile (2.5) ... (2.8).

- e) Se verifică îndeplinirea condiției:



$$V_{r\max} \leq V_{I\max} = 20V$$

Dacă această condiție nu este îndeplinită, o mică reducere a tensiunii  $V_{r\max}$  s-ar putea totuși obține dacă se adoptă o valoare cu ceva mai mică pentru căderea relativă de tensiune pe rezistența internă a redresorului -  $\lambda$ .

f) Se verifică posibilitatea realizării curentului  $I_{s\max}$  impus, la o diferență maximă de tensiune intrare-ieșire:

$$\Delta V_{ie\max} = V_{r\max} - V_{s\min}$$

unde  $V_{s\min}$  ține cont de dispersia posibilă a tensiunii de ieșire (sau este 5V în cazul folosirii schemei din fig.12.5).

Verificarea se face cu ajutorul graficului potrivit din fig.12.2 (curbele 1 și 2 pentru răcire naturală și radiator neexagerat).

Dacă punctul cu coordonatele  $I_{s\max}$ ,  $\Delta V_{ie\max}$  se află deasupra curbei 2, stabilizatorul propus nu se poate realiza decât cu răcire forțată a radiatorului pe care este montat integratul (când se poate merge până la curba 3).

g) Dacă la punctul anterior a rezultat că stabilizatorul se poate realiza cu LM 223(323), se face calculul puterii disipate maxime pe circuitul integrat:

$$P_{d\max} = (V_{r\max} - V_{s\min}) I_{s\max} + V_{r\max} \cdot I_{o\max} \quad [W, V, A]$$

h) Se verifică necesitatea radiatorului pentru circuitul integrat. Astfel, când se îndeplinește inegalitatea (2.13) cu  $t_{j\max}^* = 140^\circ C$  pentru LM223 sau  $t_{j\max}^* = 120^\circ C$  pentru LM323, este necesar radiator.

Se stabilește rezistența termică  $R_{thra}$  a radiatorului necesar cu relația (2.14), unde  $R_{thjc} = 4^\circ C/W$  iar  $R_{thcr} = 0,5^\circ C/W$  (dacă suprafața de contact se unge cu vaselină siliconică). Calculul radiatorului pe baza lui  $R_{thra}$  este prezentat în Anexa 1.

i) Se estimează curentul de scurtcircuit al stabilizatorului pentru radiatorul adoptat, având  $R_{thra}^* \leq R_{thra}$ . Pentru acesta se calculează puterea disipată maximă în condițiile acționării protecției termice cu relația (2.15). Se trasează curba (o hiperbolă) în planul  $I_s = f(\Delta V_{ie})$  ca în fig.12.2, delimitată sus de orizontala la curentul  $I_{s\max} = 3,9A$  iar în dreapta de tensiunea  $\Delta V_{iesc} = 20V$  (corespunzătoare lui  $V_{r\max} = 20V$ ).

Se determină apoi tensiunea redresată în gol „de calcul” cu relația (8.7) cu mărimea  $\lambda$  folosită la punctul d, eventual modificată la punctul e.

Se trasează pe graficul  $I_s = f(\Delta V_{ie})$  dreapta (8.5) unde  $R_{ir}$  este dată de relația (8.6). Construcția grafică se aseamănă cu cea din fig.8.9.

La intersecția acestei drepte cu curba de delimitare a zonei SOA, construită mai înainte, se citește curentul de scurtcircuit  $I_{sc\max}$ . Acesta poate fi eventual mai mare decât  $I_{s\max}$  și de el trebuie ținut cont la calculul și realizarea redresorului.

j) Se parcurge punctul j din paragraful 8.2, cu SVR=60dB sau eventual 75dB, dacă se va folosi un condensator de  $10\mu F$  (tantal) la ieșirea stabilizatorului când sarcina are variații bruște și mari de curent.

k) Folosind schema din fig.12.5, trebuie să se aprecieze variația maximă a tensiunii de ieșire față de 5V - ajustată în condiții normale:



- tensiunea de intrare nominală  $V_r$  (stabilită la punctul d),
- curentul  $I_s=0$  (stabilizatorul în gol),
- temperatura mediului:  $t_a=25^\circ\text{C}$ .

Astfel:

$$\Delta V_{s\max} \leq \Delta V_{s\min} \frac{V_{r\max} - V_r}{7,5} - \Delta V_{ss\max} \frac{I_{s\max}}{3} - \Delta t_{a\max} \cdot 0,5 \quad [\text{mV}] [\text{V}] [\text{A}] ,$$

unde

$$\Delta V_{s\min} = 5\text{mV} , \Delta V_{ss\max} = 100\text{mV} , \text{ iar } \Delta t_{a\max} = t_{a\max} - 25 \dots$$

Dacă valoarea absolută a acestei variații este mai mare decât dispersia tensiunii de ieșire  $\Delta V_{sd}$  impusă în datele inițiale, atunci ea se mai poate reduce efectuând ajustarea tensiunii de ieșire la un curent  $I_{s\max}/2$ , când acest curent se introduce în relația de mai sus în locul lui  $I_{s\max}$ . Desigur, mai există posibilitatea de ajustare a tensiunii de ieșire la o temperatură a mediului mai mare  $25^\circ\text{C}$ , dar acest lucru este mai complicat.

1) Se stabilesc și se regroupează mărimile necesare la calculul redresorului:

$$I_r = I_{s\max} \text{ și } I_{rsc\max} = I_{sc\max} ,$$

apoi  $V_r$ ,  $\lambda$ ,  $v_{om}$ , variațiile procentuale ale rețelei.

### 12.3. Exemplu de calcul

Se va calcula un stabilizator de tensiune  $5\text{V} \pm 0,3\text{V}$ , pentru curent de sarcină  $2\text{A}$ , ce lucrează într-un mediu cu temperatura  $10^\circ\text{C} \dots 40^\circ\text{C}$ , alimentat de la o rețea cu variații procentuale de  $\pm 10\%$ . Riplul de la ieșire trebuie să fie  $\leq 1\text{mV}$ .

Amplitudinea ondulației tensiunii redresate se estimează la:

$$v_{om} \approx 0,8 I_{s\max} = 0,8 \cdot 2 = 1,6\text{V} \quad [\text{V}], [\text{A}] .$$

Se adoptă circuitul integrat LM323 care are o dispersie a tensiunii de ieșire (pentru o gamă largă de variație a tensiunii de intrare și a curentului) de maximum  $0,25\text{V}$ . Deocamdată nu se justifică adoptarea circuitului LM323 și a schemei din fig.12.5.

Tensiunea minimă de alimentare a stabilizatorului este:

$$V_{r\min} = V_{s\max} + \Delta V_{ie\min} + v_{om} + 0,5 = 5,25 + 1,9 + 1,6 + 0,5 = 9\text{V} ,$$

unde, din fig.12.3 s-a citit  $\Delta V_{ie\min}$  la curentul de  $3\text{A}$ , pe graficul corespunzător lui  $t_j = 125^\circ\text{C}$ , deoarece nu s-a impus în enunț vreo pretenție legată de tensiunea la pornire în gol.

Valorile nominale și maxime pentru tensiunea redresată în plină sarcină și în gol pentru  $\lambda = 0,15$  (valoare tipică) sunt:

$$V_r = \frac{V_{r\min}}{1 - \frac{\Delta V_{r0}}{V_{r0}} (1 + \lambda)} = \frac{9}{1 - 0,1(1 + 0,15)} \approx 10,2\text{V}$$



$$V_{rmax} = V_r \left[ 1 + \frac{\Delta V_{ro+}}{V_{ro}} (1 + \lambda) \right] = 10,2 [1 + 0,1(1 + 0,15)] \approx 11,4V$$

$$V_{ro} \approx V_r (1 + 1,5\lambda) = 10,2(1 + 1,5 \cdot 0,15) \approx 12,5V$$

$$V_{romax} \approx V_{ro} \left( 1 + \frac{\Delta V_{ro+}}{V_{ro}} \right) = 12,5(1 + 0,1) \approx 13,75V$$

Se constată îndeplinirea condiției  $V_{romax} < 20V$ .

La o diferență maximă de tensiune intrare-ieșire de

$$\Delta V_{ie} = V_{rmax} - V_{smin} = 11,4 - 4,75 = 6,65V,$$

din graficul dat în fig.12.2 pe curba 1 rezultă un curent maxim de ieșire  $\approx 2,7A$ . Deci, stabilizatorul LM323 se poate utiliza în sursa impusă.

Puterea disipată maximă pe circuitul integrat este:

$$P_{dmax} = (V_{rmax} - V_{smin}) I_{smax} + V_{rmax} I_{omax} = (11,4 - 4,75) 2 + 11,4 \cdot 0,02 \approx 13,55W$$

Puterea disipată maximă fără radiator a circuitului integrat LM323 este:

$$P_{dmaxo} = \frac{t_{jmax}^* - t_{amax}}{R_{thjc} + R_{thca}} = \frac{120 - 40}{4 + 31} = 2,28W < P_{dmax}$$

Deci, este necesar radiator. Rezistența termică a radiatorului va fi:

$$R_{thra} \leq \frac{t_{jmax}^* - t_{amax}}{P_{dmax}} - R_{thjc} - R_{thcr} = \frac{120 - 40}{13,55} - 4 - 0,5 = 1,4^\circ C/W$$

Se adoptă  $R_{thra}^* = 1,3^\circ C/W$ . Va rezulta cu aceasta un radiator cu aripioare de dimensiune mare, neexagerat. Circuitul integrat trebuie plasat în centrul radiatorului.

Puterea disipată maximă pe circuitul integrat în scurtcircuit va fi:

$$P_{dscmax} = \frac{t_{jMAX}^* - t_{amin}}{R_{thjc} + R_{thcr} + R_{thra}^*} = \frac{125 - 10}{4 + 0,5 + 1,3} = 19,8W$$

Se determină tensiunea redresată în gol de calcul:

$$V'_{ro} = V_r (1 + \lambda) = 10,2(1 + 0,15) \approx 11,73V$$

Rezistența internă a redresorului trebuie să fie:

$$R_{lr} = \frac{\lambda V_r}{I_{smax}} = \frac{0,15 \cdot 10,2}{2} = 0,765\Omega$$

Se construiesc acum în diagrama  $I_s = f(\Delta V_{ie})$  două grafice (fig.12.6): curba limită SOA și dreapta:

$$\Delta V_{iesc} = V'_{ro} - I_s R_{lr} = 11,73 - I_s \cdot 0,765$$

Se constată că în scurtcircuit curentul este:  $I_{sc} = 1,95A < I_{smax} = 2A$ .



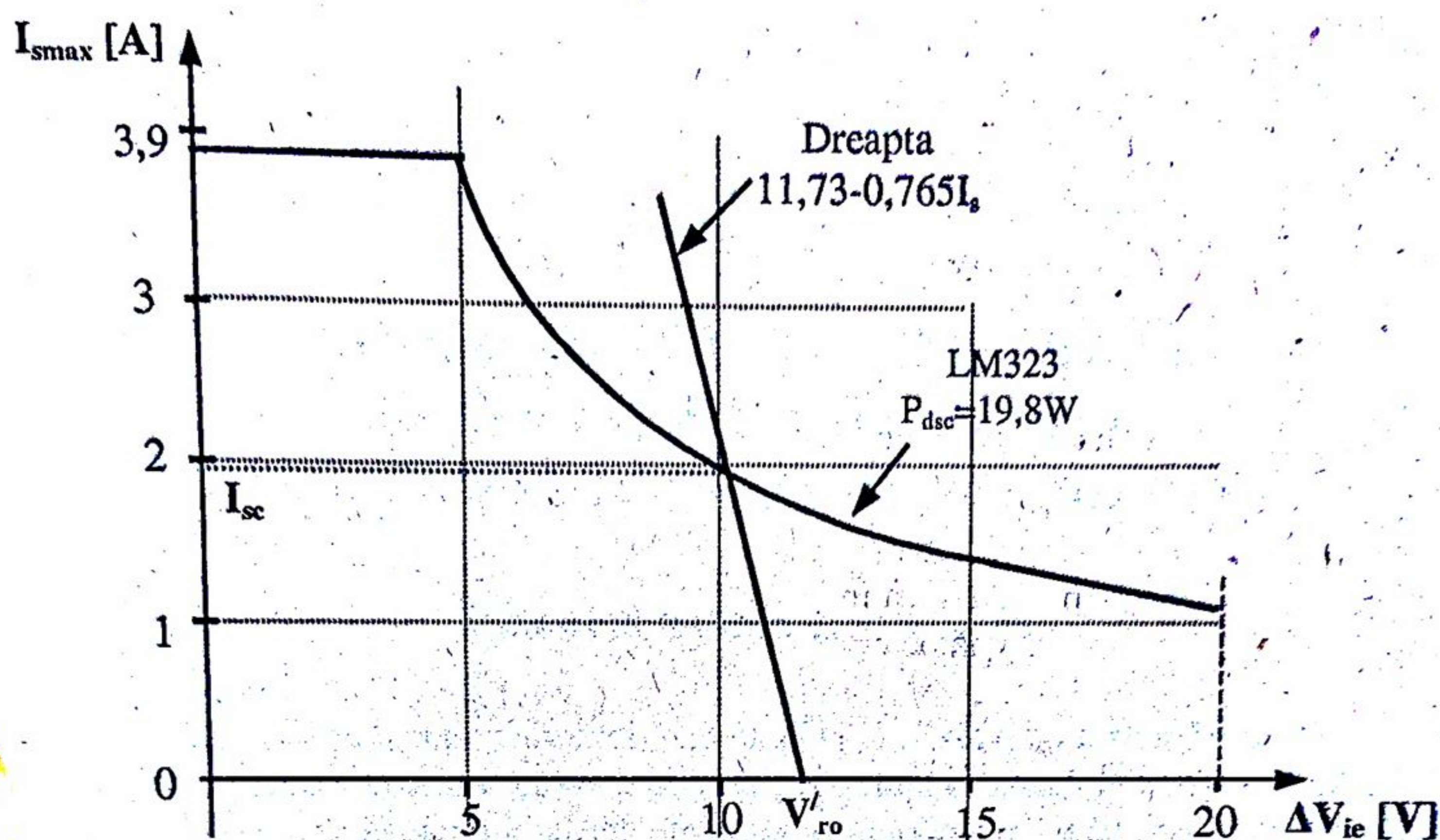


Fig.12.6. Determinarea curentului de scurtcircuit.

Valoarea maximă a ondulației la ieșirea stabilizatorului pentru cazul utilizării unui condensator  $C_2=10\mu\text{F}$  de tantal va fi:

$$v_{osm} \leq v_{om} \cdot 10^{\frac{SVR}{20}} = 2,4 \cdot 10^{\frac{75}{20}} \approx 0,43 \text{ mV} < 1 \text{ mV}.$$

Deoarece nu s-a folosit schema din fig 12.5, nu este necesar calculul variației totale a tensiunii de ieșire care se încadrează într-o gamă de cca 50mV (vezi paragraful 13.3), care, adăugată la dispersia de  $\pm 0,25\text{V}$  dată de catalog, nu duce la depășirea dispersiei impuse stabilizatorului, de  $\pm 0,3\text{V}$ .

Mărimile necesare pentru calculul radiatorului sunt:

$$I_r = I_{smax} = 2\text{A}, I_{rsc} < 2\text{A}, V_r = 10,2\text{V}, \lambda = 0,15, v_{rom} = 1,6\text{V}, \text{ variația rețelei } \pm 10\%.$$



## CAPITOLUL 13

## STABILIZATOR DE TENSIUNE AJUSTABILĂ DE LA ZERO, CU CIRCUIT INTEGRAT LM 223(323)

### 13.1. Prezentarea schemei

Folosind schema din fig.13.1 [17], în care intervine alături de circuitul integrat LM223(323) un amplificator operațional, se poate obține un stabilizator de tensiune ajustabilă de la zero până la o valoare ce nu poate depăși din păcate cca 7-8V. Această limitare este cauzată de tensiunea de intrare maximă limitată la 20V a circuitului integrat LM223(323) (valoare de care tensiunea de intrare se apropie când stabilizatorul lucrează în gol).

Schema include în plus, de asemenea, o sursă de tensiune auxiliară  $-V_{\Sigma}$  de valoare -6...-7V care nu trebuie să fie stabilizată, fiind utilizată doar pentru alimentarea amplificatorului operațional (variațiile tensiunii de alimentare a acestuia apar mult atenuate la intrarea lui).

Conform catalogului, curentul maxim al sursei în toată gama de tensiune de ieșire poate fi de 3A, dar calculele ce urmează vor arăta că acest lucru nu este posibil decât în cazul unei răcirii forțate a integratului, pe care intervine (când  $V_s = >0$ ) o putere disipată practic triplă față de cazul sursei fixe de 5V realizată cu același integrat (Capitolul 12). Desigur, este posibil să se accepte un curent de ieșire maxim cu diferite valori pentru diferite tensiuni de ieșire.

În schema din fig.13.1 amplificatorul operațional cu rezistențele  $R_1$ ,  $R_3$ ,  $R_4$  și  $R_5$  fac posibilă ajustarea tensiunii de la ieșire. Introducând un factor de divizare „d” pentru potențiometrul  $R_3$  rezultă un circuit simplificat ca în fig.13.2. Deoarece între pinii OUT și GND (sau COM) ai integratului 223(323) se găsește tensiunea de referință de cca 5V (fig.13.1), tensiunea de ieșire a stabilizatorului se poate scrie:

$$V_s = V_{ref} + V_{eA} \quad (13.1)$$

unde  $V_{eA}$  este tensiunea de la ieșirea amplificatorului operațional.

Pentru circuitul cu AO din fig.13.2 se poate scrie tensiunea de ieșire:

$$V_{eA} = -V_s \frac{R_1}{(1-d)R_3} + V_s \frac{R_5}{dR_3 + R_4 + R_5} \left[ 1 + \frac{R_1}{(1-d)R_3} \right]$$



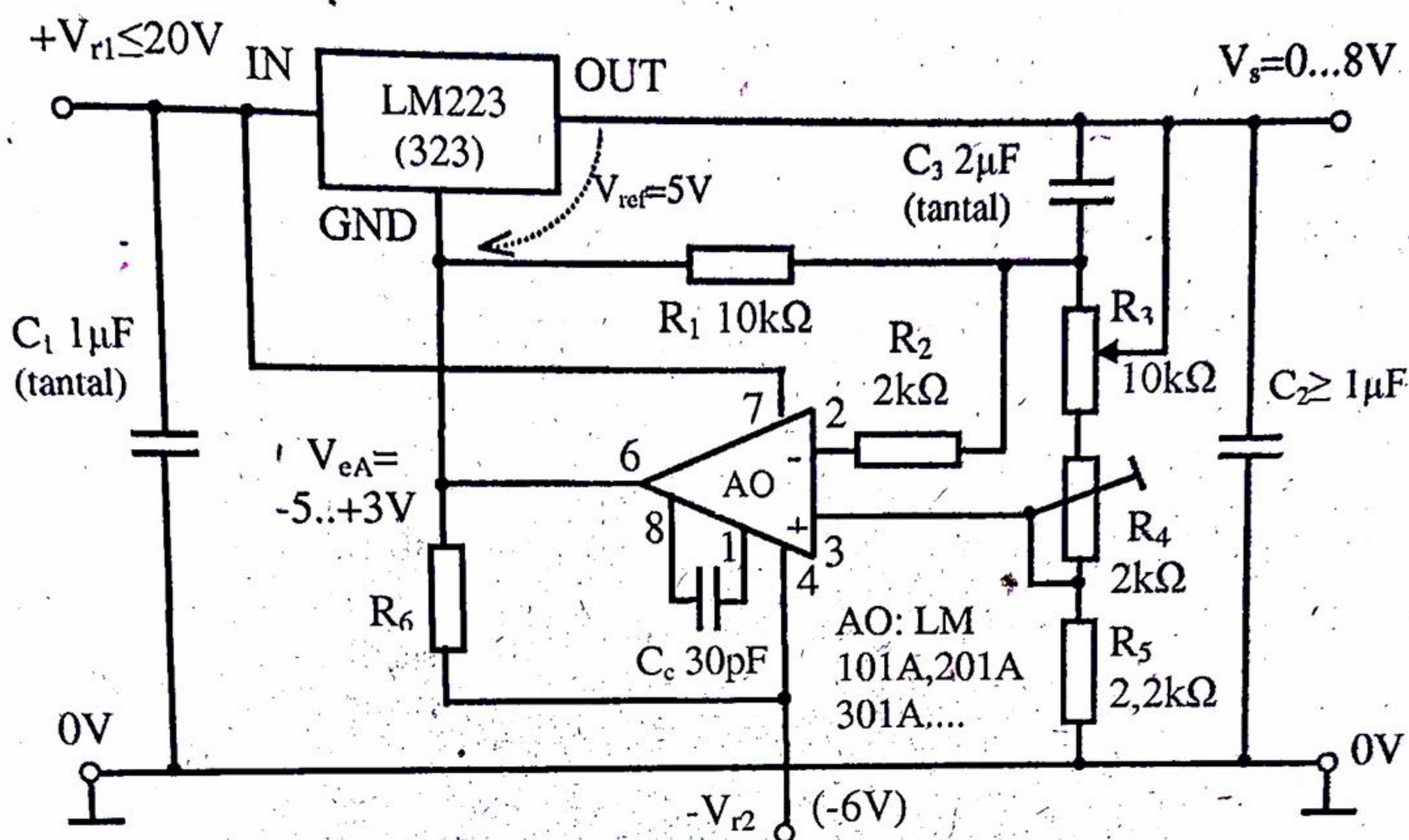
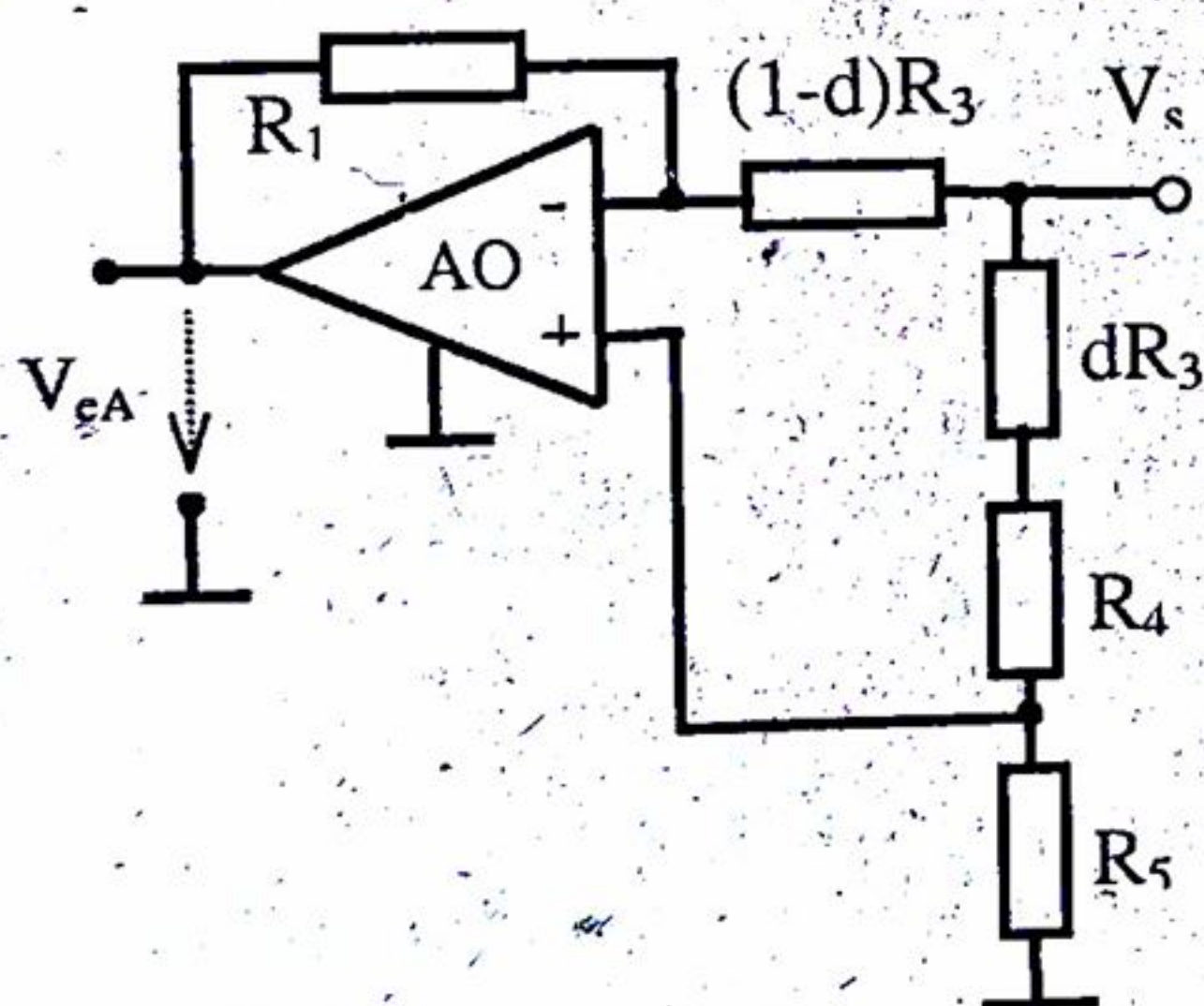


Fig.13.1. Stabilizator de tensiune ajustabilă de la zero, cu LM223(323).



Admițând  $R_1=R_3$  și înlocuind pe  $V_{eA}$  în relația (13.1) rezultă:

$$V_s = V_{ref} \frac{1-d}{(1-d) \frac{R_5(1-d)-dR_3-R_4}{dR_3+R_4+R_5}}$$

Din aceasta, pentru cazul când  $d=1$  (cursorul în poziția de sus) rezultă  $V_s=0$  indiferent de valorile rezistențelor. Pentru cazul când  $d=0$  (cursorul în poziția jos) și adoptând  $R_4=1k\Omega$  rezultă:

$$V_{smax} = V_{ref} \frac{1+R_5}{2} \quad [V, k\Omega],$$

Fig.13.2. Circuit extras pentru calcul.

Această relație, prin intermediul lui  $R_5$ , impune valoarea tensiunii stabilizate maxime. Pentru  $R_5=2,2k\Omega$  și un  $V_{ref}=5V$  rezultă  $V_{smax}=8V$ .

Amplificatorul operațional trebuie alimentat de la tensiune pozitivă de intrare pentru că alimentarea de la ieșirea stabilizatorului nu este posibilă (când cursorul este sus, potențialul intrării „-” ar fi același cu cel al alimentării pozitive când amplificatorul operațional nu mai funcționează corect).

Rolul celorlalte componente din schemă (fig.13.1) este următorul:



-  $R_2$  limitează curentul de intrare al AO produs prin descărcarea condensatorului  $C_2$  (eventual înseriat cu  $C_3$ ),

-  $R_6$  preia curentul maxim de alimentare în gol al circuitului integrat LM223 (323) dirijându-l spre sursa de tensiune negativă (atunci când tensiunea de la ieșirea AO este pozitivă și el nu poate absorbi curent, deci când  $V_s \geq 5V$ ). Valoarea ei este

$$R_6 = \frac{V_s - V_{ref} - (-V_{r2})}{I_{omax}} = \frac{5 - 5 + V_{r2}}{20} = \frac{V_{r2}}{20} \quad [mA], [k\Omega]$$

- Condensatorul opțional  $C_3$  îmbunătățește rejecția riplului tensiunii  $V_{r1}$  și a zgomotului, precum și răspunsul tranzitoriu (variația tensiunii  $V_s$  la salturi în tensiunea de intrare  $V_{r1}$  și în curentul de sarcină al stabilizatorului).

Pentru a putea ajusta exact tensiunea de ieșire la 8V (sau altă valoare mai mică) se poate folosi o rezistență  $R_4$  ajustabilă. Pentru înțelegerea calculelor acestui stabilizator, se recomandă parcurgerea paragrafului 12.1.

### 13.2. Relații de calcul

Datele inițiale pentru calculul stabilizatorului de tensiune ajustabilă de la zero, cu circuit integrat LM 223 (323) sunt:

- tensiunea maximă de ieșire,  $V_{smax}$  (nu mai mare de 8V),
- variația totală maximă a tensiunii  $V_{smax}$ :  $\Delta V_{smax}$ ,
- curentul maxim necesar în sarcină,  $I_{smax}$  (pentru toată gama tensiunilor de ieșire, nu mai mare de 1,5A dacă răcirea radiatorului pe care se montează circuitul integrat va fi naturală și nu forțată),

-variațiile procentuale ale tensiunii rețelei:  $100 \frac{\Delta V_{ro+}}{V_{ro}}$  și  $100 \frac{\Delta V_{ro-}}{V_{ro}}$ ,

-gama temperaturilor mediului,  $t_{amin} \dots t_{amax}$ ,

-mărimea riplului la ieșire.

Pentru calculul stabilizatorului se parcurg următoarele etape:

a) Se estimează amplitudinea ondulației (riplului) tensiunii principale ( $V_{r1}$ ) redresate,  $v_{orm}$  pe baza relației (2,3).

b) Se adoptă tipul circuitului integrat (223 sau 323) în funcție de gama admisă a temperaturilor joncțiunilor. Folosirea unei ajustări a tensiunii de ieșire face ca efectul dispersiei tensiunii de referință a circuitului integrat folosit să nu mai intervină. În acest caz utilizarea integratului LM223, care poate lucra la  $t_{jMAX}=150^\circ C$ , conduce la reducerea radiatorului necesar.

c) Se parcurg punctele c și d din paragraful 8.3, folosind tensiunea  $V_{smax}$  din enunț (care se va ajusta exact la punerea în funcțiune) și  $V_{smin}=0$ .

d) Se verifică îndeplinirea condiției:

$$V_{romax} + |V_{eA}| \leq V_{iMAX} = 20V$$



unde  $V_{eA}$  este tensiunea negativă cu valoare absolută maximă de la ieșirea amplificatorului operațional (de obicei  $-5V$  dacă sursa de alimentare suplimentară  $-V_{r2}=-6V$ ). Aceasta este și tensiunea cea mai coborâtă dintre terminalul GND al regulatorului și masă, adăugându-se deci la tensiunea de intrare.

Dacă această condiție nu este îndeplinită, regulatorul nu poate realiza gama de tensiune de ieșire impusă ( $V_{smax}$ ). Dacă nu se acceptă o tensiune  $V_{smax}$  mai mică decât cea impusă inițial sau nu se mai poate coborî  $V_{romax}$  prin reducerea mărimii  $\lambda$ , stabilizatorul nu este realizabil.

e) Dacă se îndeplinește condiția de mai sus, se parcurg în continuare punctele f, g, h și i din paragraful 8.2, folosind pe  $V_{smax}$  din enunț și  $V_{smin}=0$ .

f) Se apreciază valoarea maximă a riplului (ondulației) tensiunii de ieșire în situația când se realizează  $V_{smax}$ :

$$v_{osm} \leq \frac{V_{smax}}{5} \cdot v_{orm} \cdot 10^{\frac{SVR}{20}} \quad [V], [dB],$$

unde SVR reprezintă atenuarea în dB a riplului, dată în catalog pentru cele două situații când  $C_2=0,1\mu F$  sau  $C_2=10\mu F$  (tantal) (vezi paragraful 12.1). Factorul lui  $v_{orm}$ , ce apare aici, ține cont de faptul că  $V_{smax}$  este mai mare decât tensiunea de referință de  $5V$  pentru care este dat SVR. La nevoie  $v_{osm}$  se mai poate reduce folosind condensatorul  $C_3$ .

g) Se parcurg punctele k și l din paragraful 12.2.

h) Pentru  $R_1=R_3=10k\Omega$  și  $R_4=1k\Omega$  (rezistență ajustabilă de  $1,5...2,5k\Omega$ ) se determină rezistența  $R_5$  necesară din relația:

$$R_5 = 2 \frac{V_{smax}}{V_{ref}} - 1 \quad \text{cu} \quad V_{ref}=5V.$$

Acesta se normalizează cu toleranță redusă ( $\leq 5\%$ ).

Cu rezistența  $R_4$  se va ajusta  $V_{smax}$  la valoarea dorită în condiții de funcționare normale ( $V_r, I_s=0, t_a=25^\circ C$ ).

i) Se adoptă tensiunea  $-E$  necesară pentru alimentarea amplificatorului operațional (acesta poate fi din seria 101 sau chiar de tip 741). Pentru ca în caz accidental, tensiunea lui de ieșire să nu ajungă mai jos de  $-5V$ , se recomandă să se adopte  $-V_{r2}=-6V$ , suficientă pentru realizarea la ieșirea sa a valorii minime de  $-5V$ . Se va ține cont ca suma celor două tensiuni de alimentare  $V_r$  și  $V_{r2}$  să nu depășească valoarea admisă a alimentărilor amplificatorului operațional adoptat.

Se calculează rezistența  $R_6$  cu relația

$$R_6 = \frac{V_{r2}}{20} \quad [k\Omega],$$

și se normalizează cu toleranță  $\leq 5\%$ .



### 13.3. Exemplu de calcul

Se va calcula un stabilizator cu ajustare de la zero cu schema dată în fig. 13.1 având datele inițiale:

- tensiunea maximă:  $V_{smax}=7V$ ,
- variația totală maximă (față de valoarea  $V_{smax}$  ajustată în condiții normale la punerea în funcțiune):  $\Delta V_{smax} < 0,1V$ ,
- curentul maxim al sarcinii:  $I_{max}=1,5A$ ,
- variația procentuală a rețelei:  $\pm 10\%$ ,
- gama temperaturilor mediului:  $+10...+40^{\circ}C$ ,
- riplul la ieșirea sursei  $v_{osm} \leq 1mV$ .

Amplitudinea ondulației tensiunii redresate  $V_{rl}$  se estimează la:

$$v_{orm} \cong \frac{0,1I_{smax}(V_{smax}+5)}{1+0,05V_{smax}} = \frac{0,1 \cdot 1,5(7+5)}{1+0,05 \cdot 7} \cong 1,33V$$

Se admite  $v_{orm}=1,3V$ .

Se adoptă circuitul integrat LM223 care va permite aici să se reducă gabaritul radiatorului deoarece  $t_{jMAX}=150^{\circ}C$  față de  $125^{\circ}C$  la LM323.

Tensiunea minimă de alimentare va fi:

$$V_{rmin} = V_{smax} + \Delta V_{iemin} + v_{orm} + 0,4 = 7 + 1,4 + 1,3 + 0,4 = 10,1V$$

cu  $\Delta V_{iemin}$  citit din fig. 12.3 pentru curentul de  $1,5A$  și  $t_j=150^{\circ}C$ .

Tensiunile redresate în plină sarcină și în gol vor fi pentru o cădere relativă  $\lambda=0,1$ :

$$V_r = \frac{V_{rmin}}{1 - \frac{\Delta V_{ro-}}{V_{ro}}(1+\lambda)} = \frac{10,1}{1 - 0,1(1+0,1)} \cong 11,35V$$

$$V_{rmax} = V_r \left[ 1 + \frac{\Delta V_{ro+}}{V_{ro}}(1+\lambda) \right] = 11,35[1 + 0,1(1+0,1)] \cong 12,6V$$

$$V_{ro} \cong V_r(1+1,5\lambda) \cong 11,35(1+1,5 \cdot 0,1) \cong 13V$$

$$V_{romax} \cong V_{ro} \left( 1 + \frac{\Delta V_{ro+}}{V_{ro}} \right) = 13(1+0,1) = 14,3V$$

Se adoptă sursa auxiliară negativă de valoare  $-V_{r2}=-6V$ , suficientă pentru a se realiza valoarea minimă necesară de la ieșirea amplificatorului operațional, de  $-5V$ .

Se constată că:  $V_{romax} + |V_{eA}| = 14,3 + 5 = 19,3V < V_{rMAX}=20V$ .

Diferența fiind însă redusă, redresorul trebuie realizat cu atenție (precizie).

Diferența maximă de tensiune intrare-ieșire va fi:

$$\Delta V_{ieimax} = V_{rmax} - V_{smin} = 12,6 - 0 = 12,6V$$



Din graficul dat în fig.12.2 curba 2 rezultă că se poate obține curentul maxim de cca.2A pentru  $\Delta V_{ie\max} \approx 12,6V$ . Deci sursa cerută este realizabilă.

Puterea disipată maximă pe circuitul integrat va fi:

$$P_{d\max} = (V_{r\max} - V_{s\min}) I_{s\max} + (V_{r\max} + |V_{eA}|) I_{o\max} = (12,6 - 0)1,5 + (12,6 + 5)0,02 \approx 19,25W$$

Știind că puterea disipată maximă fără radiator a circuitului integrat LM 223 este de ordinul 3W (paragraful 8.3), rezultă necesitatea radiatorului în cazul de față.

Rezistența termică a radiatorului necesar va fi:

$$R_{thra} \leq \frac{t_{j\max} - t_{a\max}}{P_{d\max}} R_{thjc} - R_{thcr} = \frac{140 - 40}{19,25} - 4 - 0,5 \approx 0,7^\circ C/W$$

Aceasta se poate obține cu un radiator cu aripioare mare dar încă neexagerat (vezi Anexa A1). Se adoptă  $R_{thra}^* = 0,7^\circ C/W$ .

Puterea disipată maximă pe circuitul integrat în scurt-circuit va fi:

$$P_{dsc\max} = \frac{t_{j\max} - t_{a\min}}{R_{thjc} + R_{thcr} + R_{thra}^*} = \frac{150 - 10}{4 + 2,5 + 0,7} \approx 19,5W$$

Tensiunea în gol de calcul este:

$$V'_{ro} = V_r(1 + \lambda) = 11,35(1 + 0,1) \approx 12,5V$$

iar rezistența internă a redresorului trebuie să fie:

$$R_{ir} = \frac{\lambda V_r}{I_{s\max}} = \frac{0,1 \cdot 11,35}{1,5} = 0,76\Omega$$

Se construiesc în diagrama  $I_s = f(\Delta V_{ie})$  două grafice:

- curba limită SOA (hiperbolă pentru  $P_{dsc} = I_s \Delta V_{ie} = \text{constant} = 19,5W$ )
- dreapta:

$$\Delta V_{iesc} = V'_{ro} - I_s R_{ir} = 12,5 - 0,76 I_s$$

ca în fig.13.3.

Valoarea maximă a riplului la ieșirea stabilizatorului, pentru cazul utilizării unui condensator  $C_2 = 10\mu F$  de tantal, va fi:

$$V_{osm} \leq \frac{V_{s\max}}{5} \cdot V_{orm} \cdot 10^{-\frac{SVR}{20}} = \frac{7}{5} \cdot 1,3 \cdot 10^{-\frac{75}{20}} \approx 0,325mV < 1mV$$

Deci, nu este necesară introducerea condensatorului  $C_3$ .

Variația maximă a tensiunii de ieșire, după ajustarea acesteia la 7V în condițiile:  $V_r = 11,35V$ ,  $I_s = 0$ ,  $t_a = 25^\circ C$  va fi:

$$\begin{aligned} \Delta V_{s\max} &\leq \Delta V_{s\min} \frac{V_{r\max} - V_r}{7,5} - \Delta V_{ss\max} \frac{I_{s\max}}{3} \Delta t_{a\max} \cdot 0,5 \cdot 10^{-3} = \\ &= 5 \cdot \frac{16,2 - 11,35}{7,5} - 100 \frac{1,5}{3} - 15 \cdot 0,5 \approx 66mV < 0,1V \text{ impus.} \end{aligned}$$



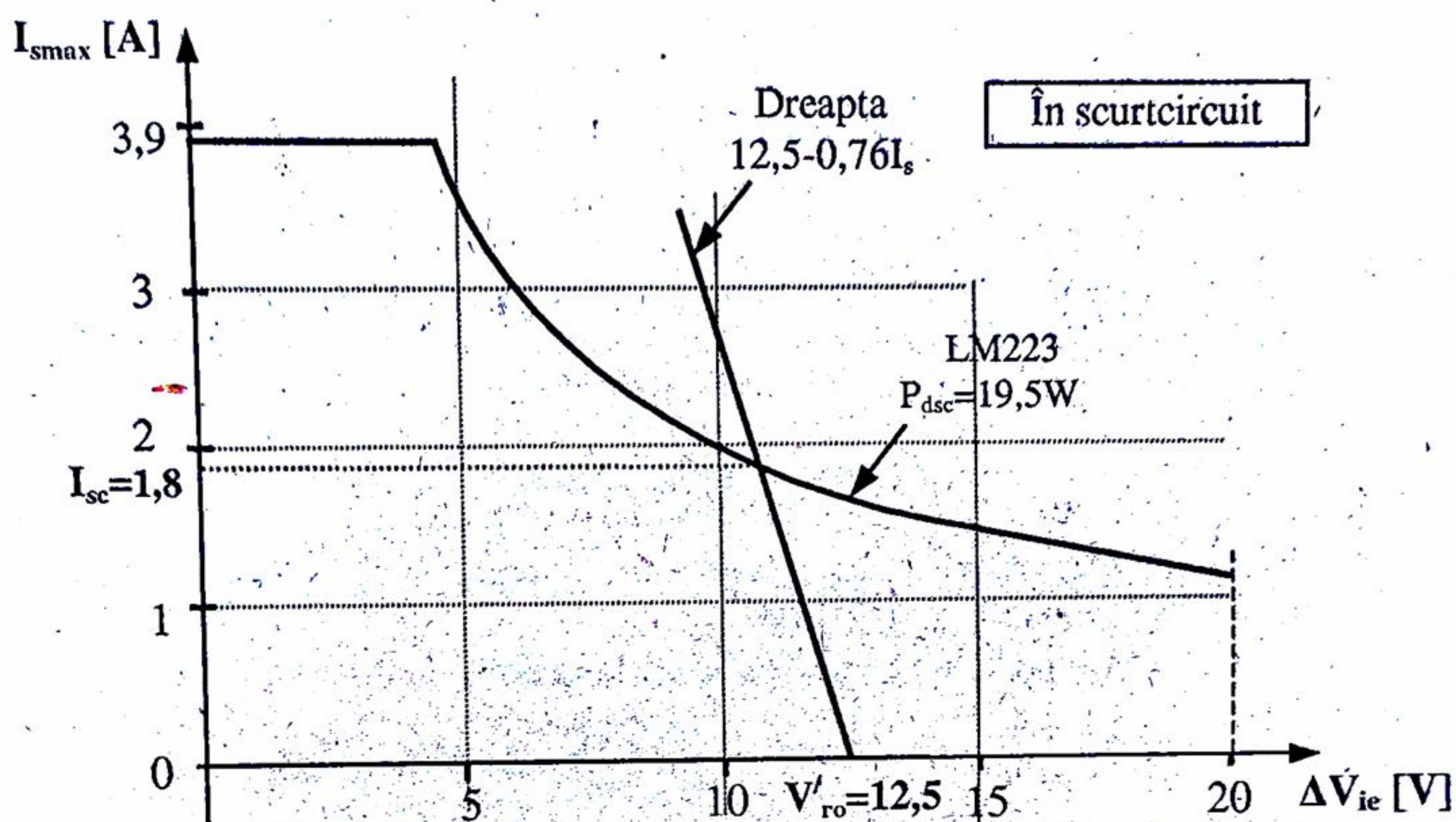


Fig.13.3. Determinarea curentului de scurtcircuit al stabilizatorului cu LM223.

Pentru calculul redresorului se vor utiliza:  $V_r=12,6V$ ,  $I_r \approx 1,5A$ ,  $I_{sc}=1,8A$ ,  $\lambda=0,1$ ,  $V_{rom}=1,3V$ , variațiile procentuale ale rețelei  $\pm 10\%$ .

Se vor folosi rezistențele  $R_1=10k\Omega \pm 2,5\%$ ,  $R_3=10k\Omega$  potențiomtru normal cu toleranța cel mult  $\pm 2,5\%$ !,  $R_4=2,5k\Omega$ , ajustabilă.

Rezistența  $R_5$  se determină din relația:

$$R_5 = 2 \frac{V_{smax}}{V_{ref}} - 1 = 2 \cdot \frac{7}{5} - 1 = 1,8k\Omega$$

Se adoptă o rezistență de  $1,8k\Omega \pm 1\%$ .

Tensiunea sursei negative ( $-V_{r2}$ ) fiind admisă de  $-6V$ , suma tensiunilor  $V_{romax}=14,3$  și  $|V_{r2}|=6V$  nu va depăși  $2 \times 18 = 36V$  admisă la alimentarea amplificatorului operațional LM 101 A, propus pentru utilizare și de către noi.

Rezistența  $R_6$  va avea valoarea:

$$R_6 = \frac{V_{r2}}{20} = \frac{7}{20} = 0,3k\Omega$$

care se normalizează la  $300\Omega \pm 5\%$ .



## CAPITOLUL 14

## STABILIZATOR DE TENSIUNE AJUSTABILĂ CU CIRCUIT INTEGRAT L200

### 14.1. Prezentarea circuitului integrat și a schemelor

L200 este un regulator de tensiune pozitivă ajustabilă cu 5 pini care include protecțiile necesare și poate furniza un curent de peste 2A (2,5A) la o tensiune de ieșire ce depășește cca 2,8V. Tensiunea de intrare poate ajunge până la 40V.

Tensiunea de ieșire este stabilită prin divizorul de la ieșire (fig.14.3) și poate fi fixă sau ajustabilă (cu un rezistor ajustabil în divizor). Limitarea de curent se realizează intern la o valoare de 2,5A, dar limita aceasta poate fi coborâtă cu ajutorul unui rezistor extern,  $R_3$  (ceea ce constituie o inovație la stabilizatoarele integrate).

Circuitul integrat L200 este montat în capsule de tipul Pentawatt cu dimensiunea de la TO-220 sau TO-3 (cu 4 terminale)(fig.14.1). Semnificația terminale-lor rezultă din fig.14.2.

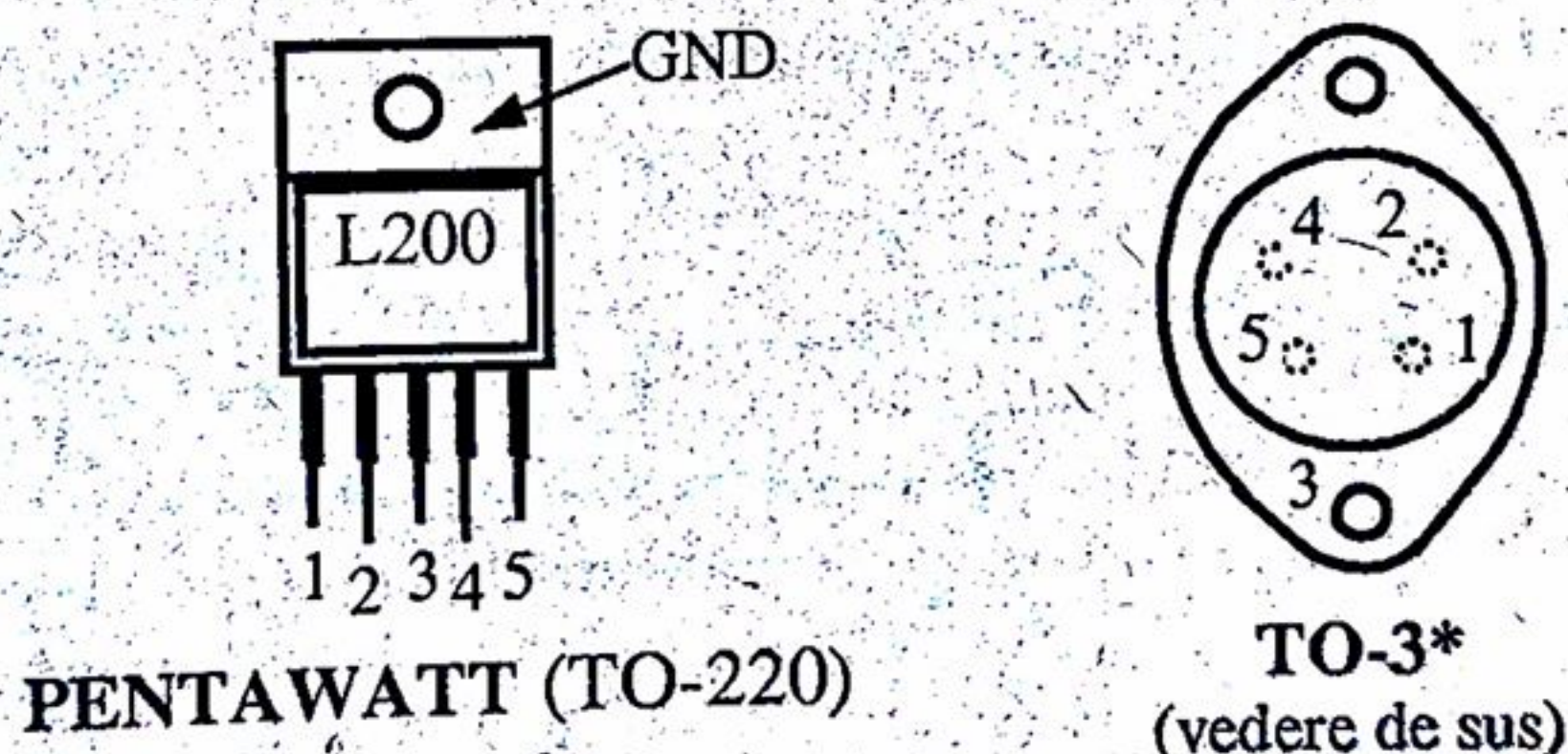


Fig.14.1. Conexiunile capsulelor regulatorului L200.

Se produc integrate cu codul L200 și L200C având temperatura minimă de lucru  $-55^{\circ}\text{C}$ , respectiv  $-25^{\circ}\text{C}$ . Pentru capsula TO-3 la aceste coduri se adaugă litera T (L 200T, L200CT). Capsula Pentawatt se folosește numai la tipul L200C (L200CH, L 200CV). Deși rezistența termică  $R_{thjc}$  este mai mare la capsula TO-3 decât la cea Pentawatt, câștigul în evacuarea căldurii la prima apară datorită rezistenței termice de contact capsulă radiator ( $R_{ther}$ ) mai mică. Desigur, dacă  $R_3=0$  acționează limitarea de curent internă și  $I_{slim}=2,5\text{A}$ .



Protecția termică a circuitului integrat acționează în jurul valorii de 150°C. Tensiunea de ieșire stabilizată este impusă prin relația:

$$V_s = V_{ref} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \approx 2,77 \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

Structura circuitului integrat (fig. 14.2) nu diferă mult de cea dată în fig. 1.1.

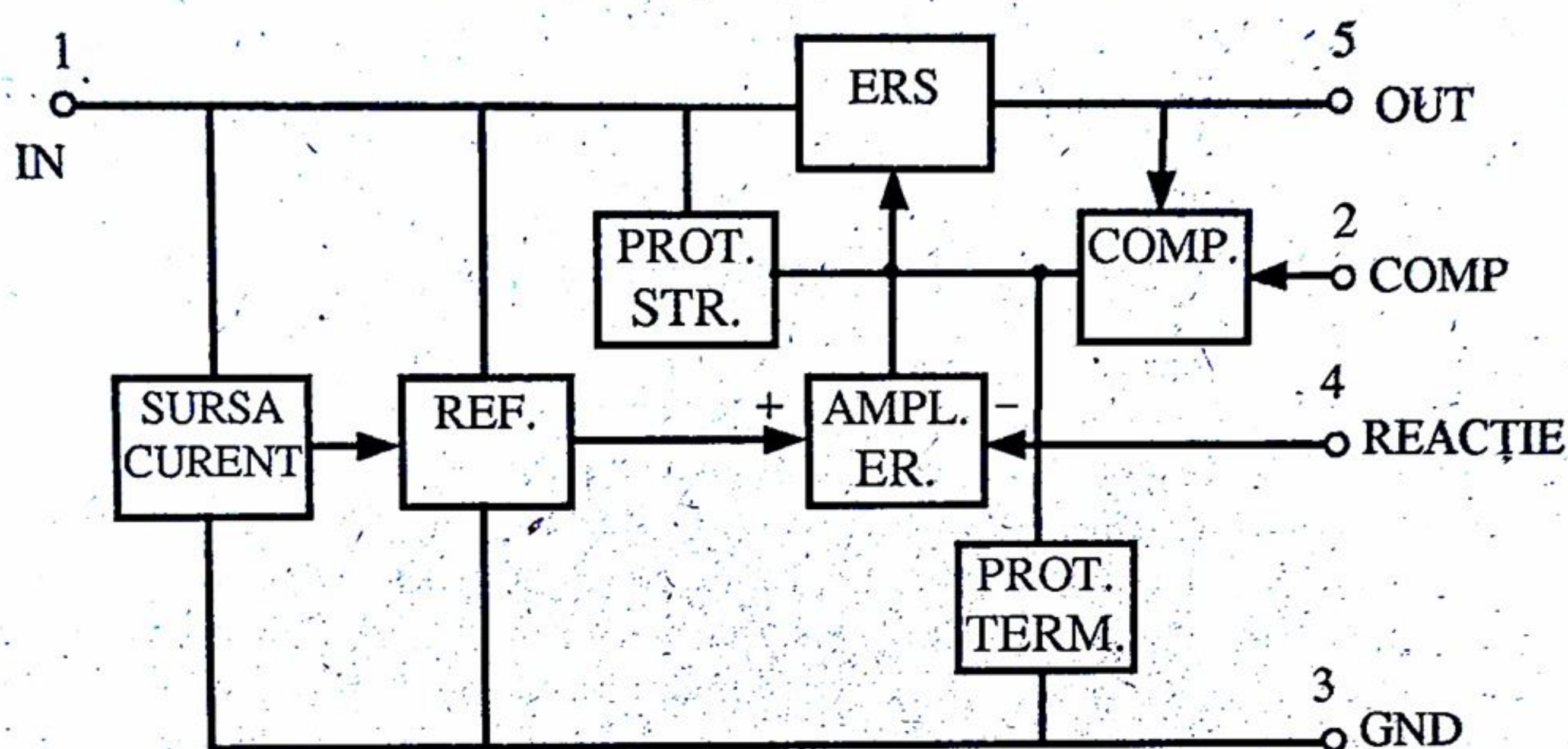


Fig. 14.2. Structura regulatorului L200.

Blocul notat „PROT.STR.” realizează atât protecție internă la supracurent (2,5A), cât și protecția contra străpungerii secundare (când diferența  $\Delta V_{ic} > 17V$ ).

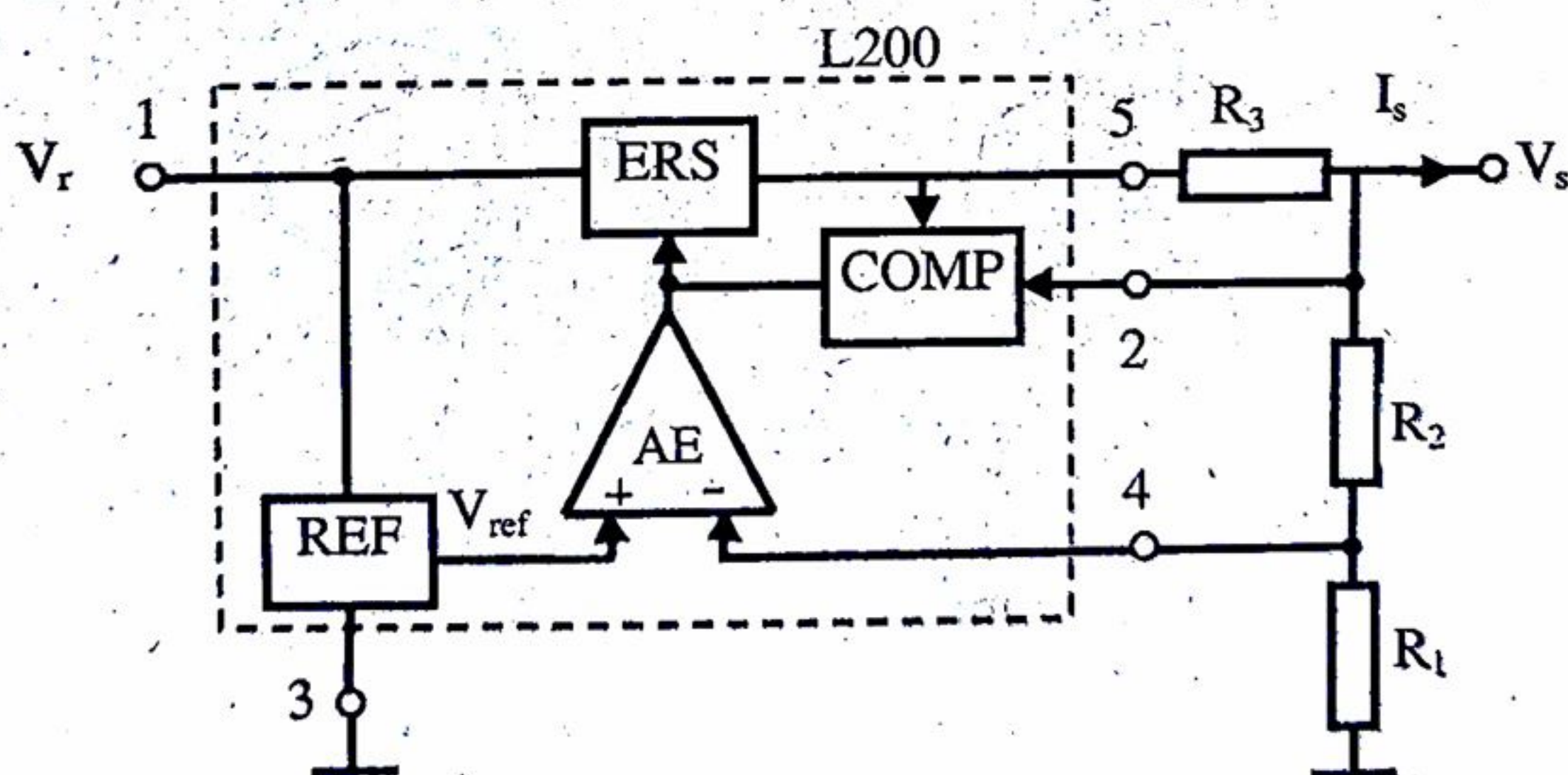


Fig. 14.3. Principiul de funcționare al stabilizatorului cu regulator L200.

Cu ajutorul comparatorului și a unei rezistențe externe conectată între pinii 2 și 5 ( $R_3$  în fig. 14.3) se poate acționa asupra limitării curentului de ieșire. Comparatorul



are un prag fix  $V_{sc}=0,45V$  (tipic) și intervine atunci când căderea pe  $R_3$  atinge acest prag, adică la curentul de ieșire (mai mic decât 2,5A):

$$I_s = \frac{V_{sc}}{R_3}$$

După atingerea acestui curent, stabilizatorul lucrează ca sursă de curent constant și desigur tensiunea de ieșire nu mai este stabilizată (scade).

Principalele caracteristici de catalog ale circuitului integrat L200 sunt [17]:

- tensiunea continuă maximă de alimentare  $V_{rMAX}=40V$ ,
- tensiunea în impuls de 10ms, maximă de alimentare: 60V,
- tensiunea maximă intrare-ieșire  $\Delta V_{ieMAX}=32V$ ,
- curentul de ieșire limitat intern la 2,5A,
- gama temperaturilor de lucru, pentru L200C: -25 la 150°C  
pentru L200 : -55 la 150°C,
- rezistențele termice joncțiune-capsulă și capsulă-ambiant:
  - la capsulă Pentawatt:  $R_{thjc} \leq 3^\circ C/W$ ,  $R_{thca} \leq 47^\circ C/W$ ,
  - la capsulă TO-3:  $R_{thjc} \leq 4^\circ C/W$ ,  $R_{thca} \leq 31^\circ C/W$ ,
- puterea disipată maximă fără radiator, la  $t_a=25^\circ C$  și  $t_{jmax}=145^\circ C$ :
  - la capsulă Pentawatt:  $P_{dMAX025}=2,4W$ ,
  - la capsulă TO-3:  $P_{dMAX025}=3,4W$ ,
- curent de alimentare propriu (în gol) maxim la  $V_r \geq 6V$  și  $T_j=25^\circ C$ :  $I_o \leq 9,2mA$   
(scade aproape la jumătate la  $T_j=150^\circ C$ ),
- stabilizarea de tensiune la variația sarcinii:  $\Delta V_s/V_s$ ,
  - pentru  $\Delta I_s=2A$  ( $\Delta V_{ie}<20V$ ): maximă: 1%, tipică: 0,15%,
  - pentru  $\Delta I_s=1,5A$ : maximă: 0,9%, tipică: 0,1%,
- stabilizarea de tensiune la variație alimentării:  $\Delta V_r/\Delta V_s$ :
  - pentru  $V_s=5V$ ,  $\Delta V_r=10V$ , minimă: 48dB, tipică: 60dB,
- rejecția riplului,  $SVR=v_{orm}/v_{osm}$ :
  - pentru  $V_s=5V$ ,  $I_s=0,5A$ , minimă: 48dB, tipică: 60dB,
- căderea de tensiune minimă intrare-ieșire,  $\Delta V_{ie}$ 
  - pentru  $I_s=1,5A$ , maximă: 2,5V, tipică: 2V,
- tensiunea de referință pentru  $t_j=25^\circ C$ ,  $V_r=20V$ :  $V_{ref}=2,64...2,86V$  (valoare tipică de 2,77V la  $t_j=25^\circ C$  și scade la 2,72 la  $t_j=140^\circ C$ )
- coeficientul de temperatură al tensiunii de referință  $\Delta V_{ref}/\Delta T$ , la  $V_r=20V$ ,  $I_s=10mA$ 
  - pentru  $T_j=-25...125^\circ C$ , tipic:  $-0,25mV/^\circ C$ ,
  - pentru  $T_j=125...150^\circ C$ , tipic:  $-1,5mV/^\circ C$ ,
- curentul de intrare pe pinul „Reacție”:  $\leq 10\mu A$ ,
- tensiunea de prag a comparatorului:  $V_{pc}=0,38...0,52V$  (tipică 0,45V) cu  
coeficientul de temperatură :  $\frac{\Delta V_{pc}}{V_{pc} \Delta T}=0,03\%/^\circ C$  (tipic).



Pentru calculul stabilizatoarelor cu circuit integrat L200, catalogul [17] furnizează diagrama tipică pentru aria de funcționare sigură (SOA) pentru o temperatură a capsulei de  $25^{\circ}\text{C}$  care se poate asigura numai prin răcire forțată. Pentru răcire naturală, cu radiatoare mari ( $R_{\text{thra}}=0,8^{\circ}\text{C/W}$  pentru capsula TO-3 și  $R_{\text{thra}}=1,2^{\circ}\text{C/W}$  pentru capsulă Pentawatt), aria SOA trebuie redesenată ca în fig.14.4, ținând cont de acționarea protecției termice la curent și cădere de tensiune mai mici și păstrând nemodificată delimitarea datorată protecției SOA (protecție combinată între limitarea de curent și cea contra străpunerii secundare).

Pentru o temperatură a mediului mai ridicată de  $25^{\circ}\text{C}$ , o capsulă adoptată și un radiator dat, este necesar să se traseze hiperbola puterii disipate maxime ce intervine concret, între orizontala limitării de curent și curba din dreapta a zonei SOA.

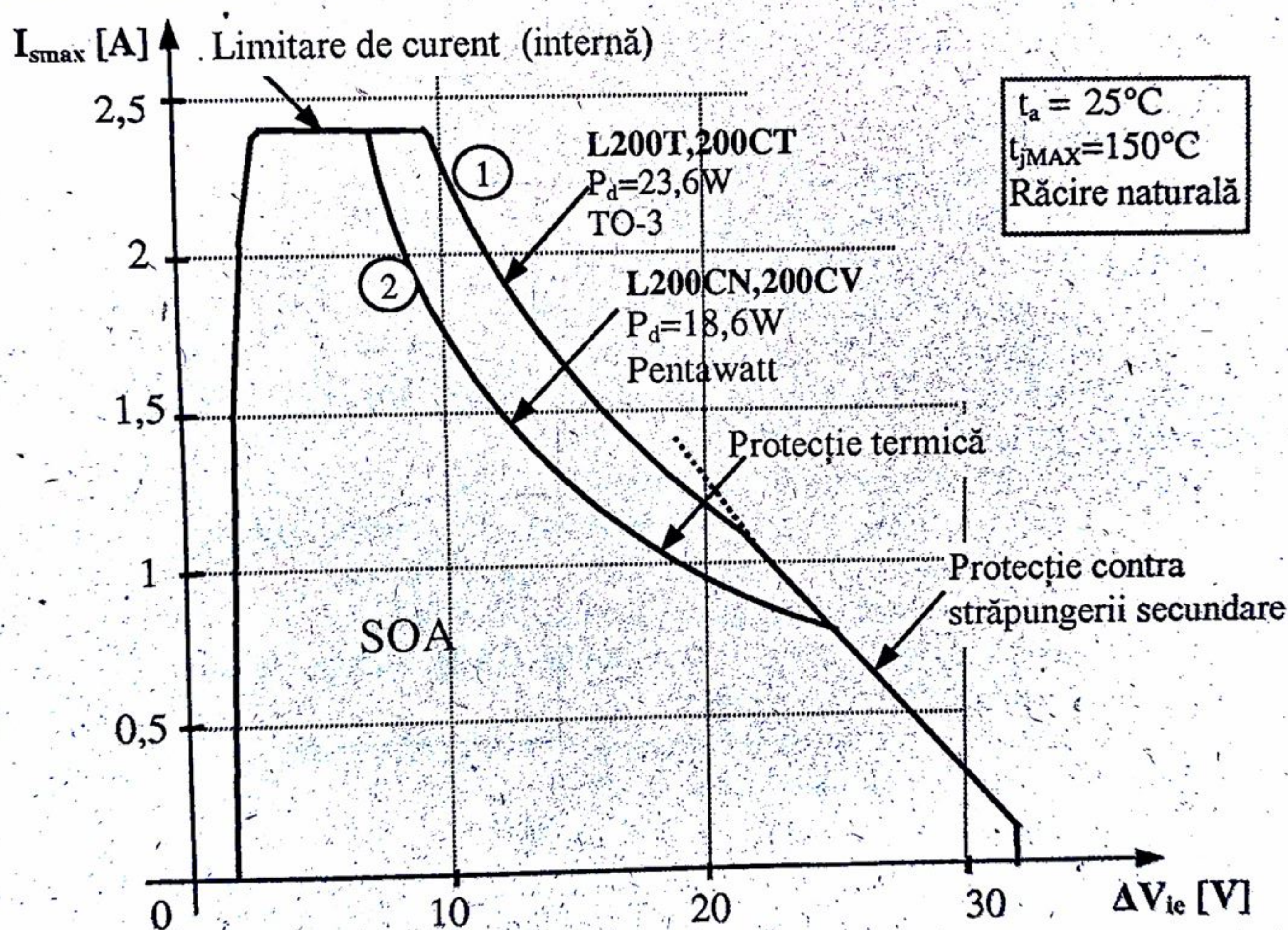


Fig.14.4. Graficul SOA pentru reglatoarele L200.

În fig.14.5 este prezentat graficul diferenței minime de tensiune între intrare-ieșire pentru o funcționare corectă a regulatorului, în funcție de curentul de sarcină. După cum rezultă din acesta, pentru curenți  $>1,8\text{A}$  căderea minimă de tensiune ce trebuie asigurată pe circuitul integrat devine exagerată (dacă  $T_j \geq 140^{\circ}\text{C}$ ). Acesta este un dezavantaj important. Pentru cazul cel mai defavorabil, așa cum arată datele de catalog prezentate anterior, la  $I_s=1,5\text{A}$ , căderea minimă de tensiune intrare - ieșire are



valoarea maximă de 2,5V.

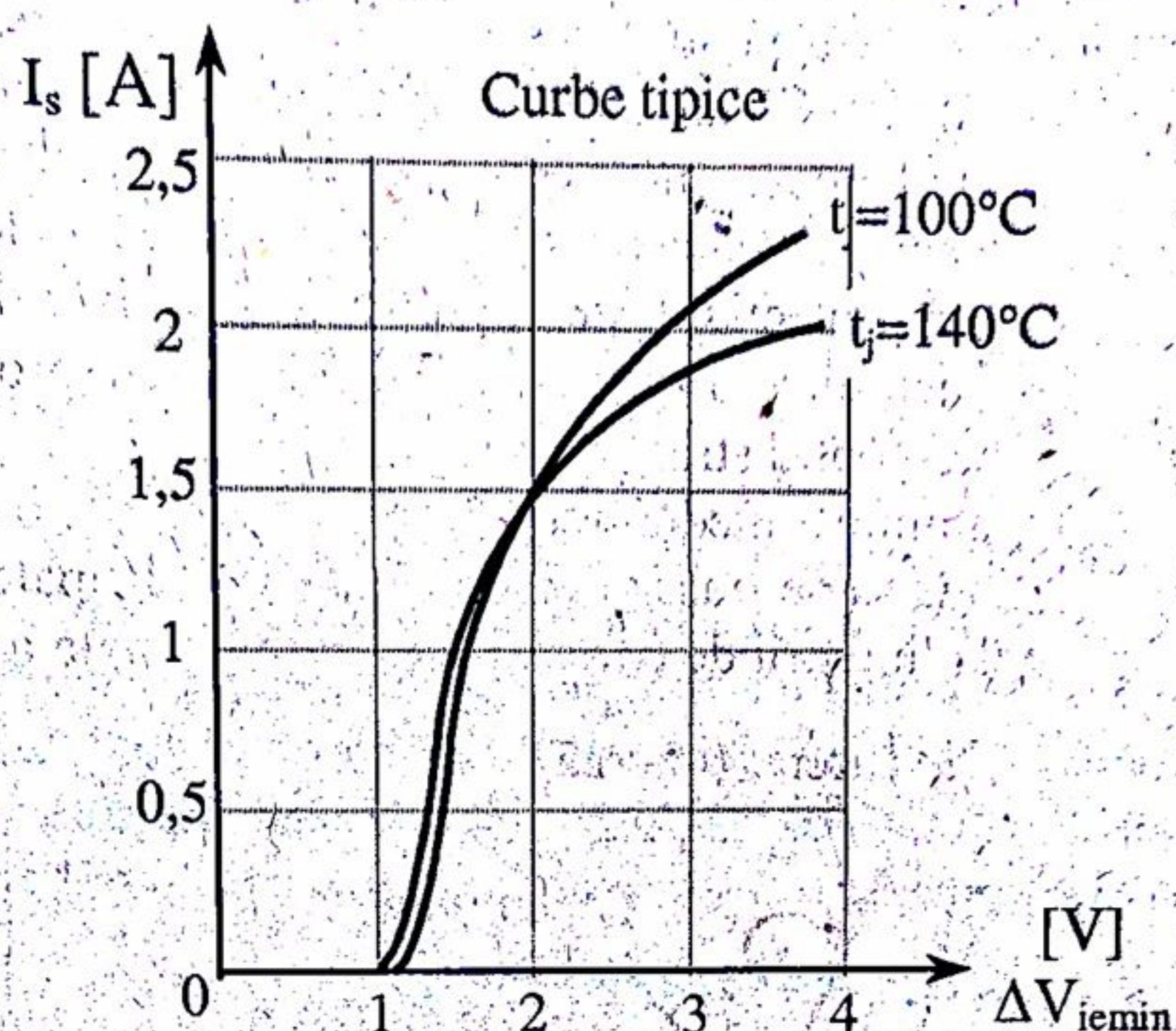


Fig. 14.5. Căderea de tensiune minimă intrare-ieșire la L200.

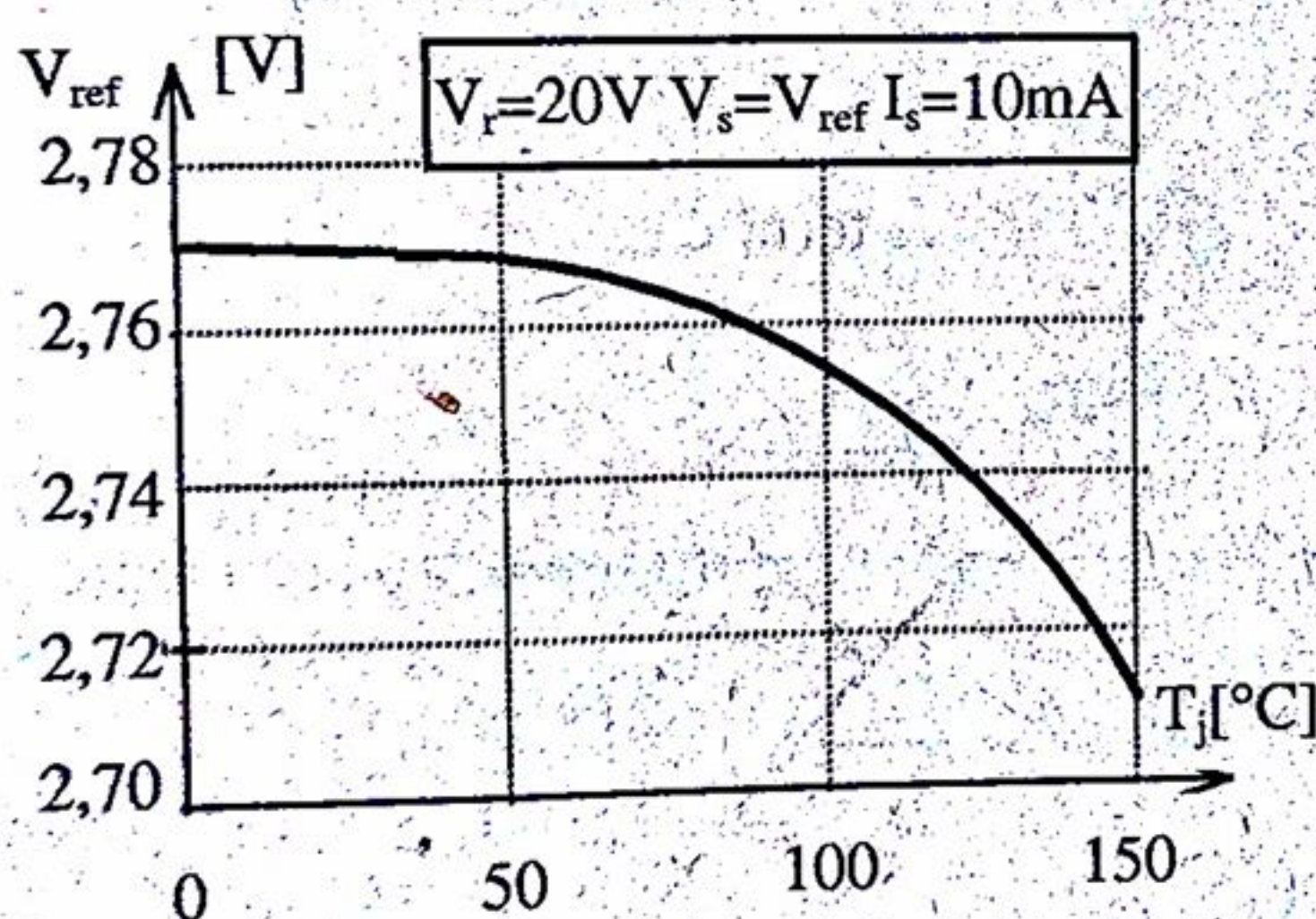


Fig. 14.6.  $V_{ref}$  în funcție de temperatură.

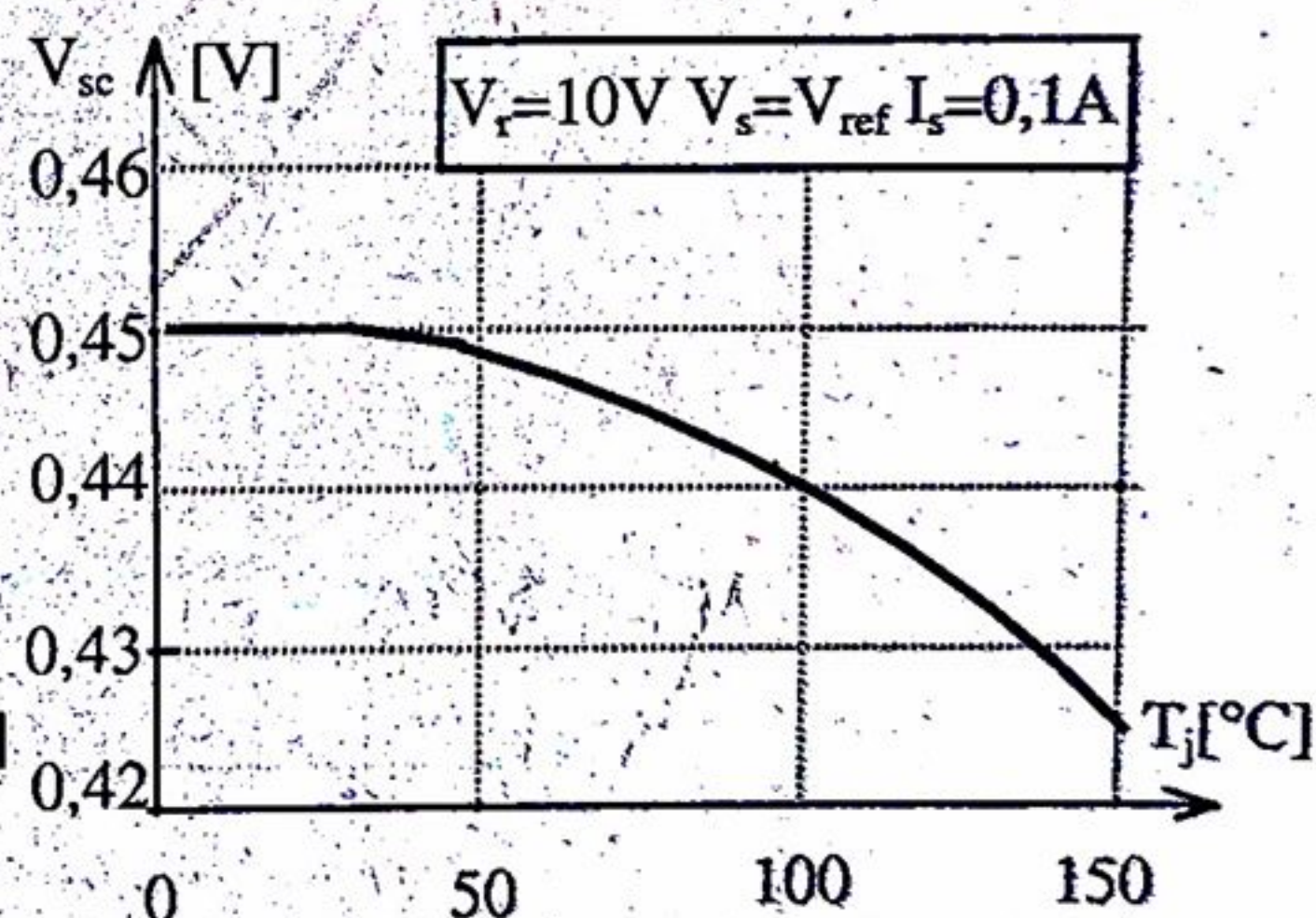


Fig. 14.7.  $V_{sc}$  în funcție de temperatură.

În fig. 14.6 este dată dependența tensiunii de referință de temperatura joncțiunilor, care merită să fie luată în considerare la calculul divizorului ce impune tensiunea de ieșire.

În fig. 14.7 este prezentată variația tensiunii de prag a comparatorului cu temperatura joncțiunilor cu ajutorul căreia se dimensionează mai precis rezistența de limitare  $R_3$ .

Curentul de alimentare (propriu,  $I_o$ ) al regulatorului este deci redus, contribuie cu ceva la puterea disipată maximă pe integrat. El depinde în special de temperatura joncțiunilor și de curentul de ieșire la pinul 5 (egal cu curentul de sarcină când nu este



atașat tranzistor extern la integrat). Pentru a se evita citirea din două grafice [17] se poate utiliza formula aproximativă de calcul:

$$I_{omax} \leq 9,2 - 0,014(t_{jmax} - 25) - 0,4 \cdot I_{5max} \quad [mA], \quad (14.1)$$

unde s-a considerat valoarea maximă posibilă de 9,2mA dată de catalog iar  $I_{5max}$  este în [A].

Pentru o variație tip treaptă de 1V și front de  $0,5\mu s$  a tensiunii de la intrarea stabilizatorului, la ieșire apare un impuls scurt, de  $1\mu s$  și amplitudine de cca. 50mV [17].

Pentru o variație tip treaptă de 1A și front de  $0,5\mu s$  a curentului de sarcină, la ieșire apare un impuls scurt, de  $1\mu s$  și amplitudine de cca. 250mV !

În fig. 14.8 se prezintă un stabilizator de tensiune ajustabilă, cu limitare internă (la 2,5A) a curentului de sarcină, iar în fig. 14.9 un stabilizator de tensiune ajustabilă, cu limitare de curent externă (la valoarea dorită). Este indicată folosirea diodelor de protecție, ca și la alte tipuri de stabilizatoare [22].

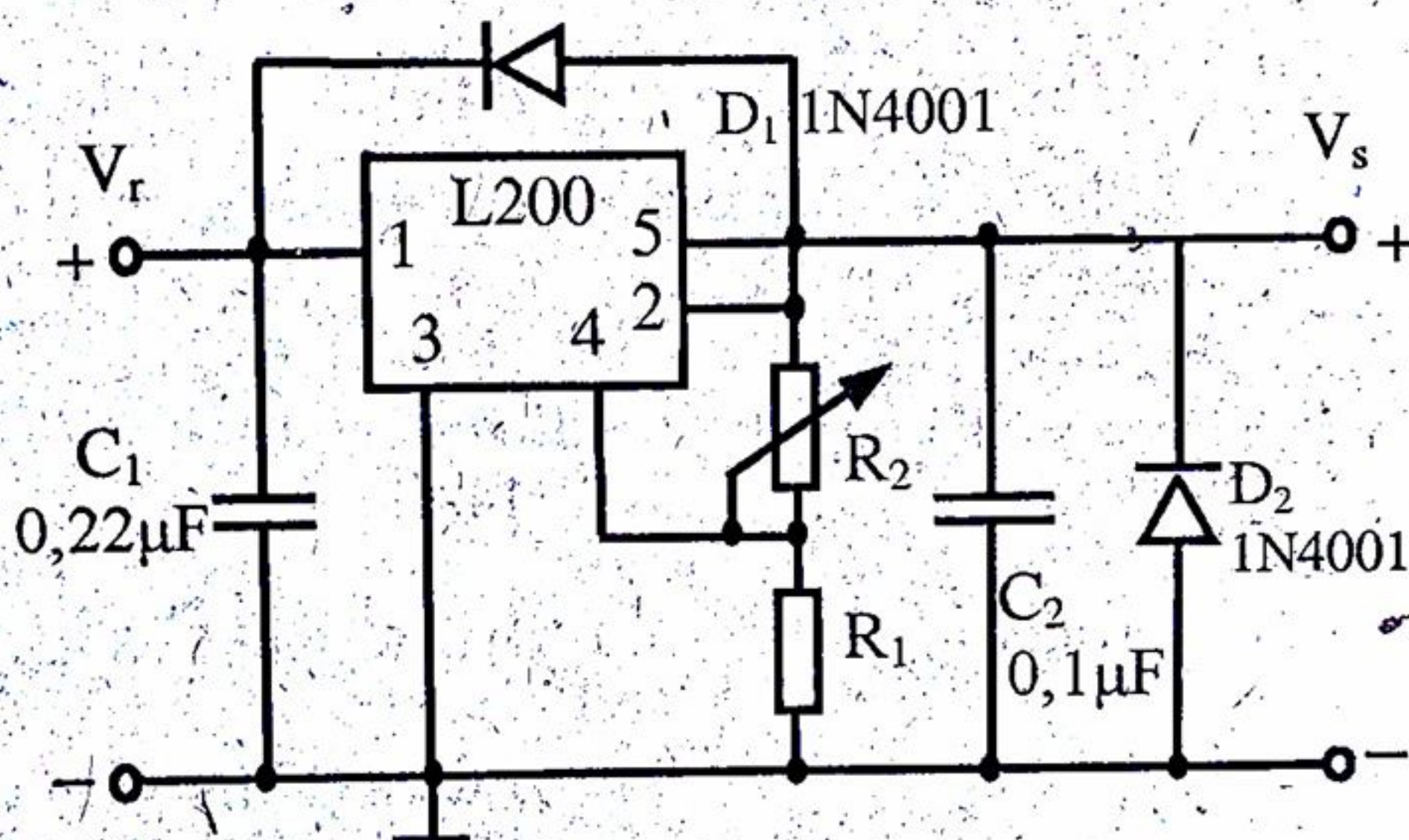


Fig. 14.8. Stabilizator cu limitarea curentului internă la 2,5A.

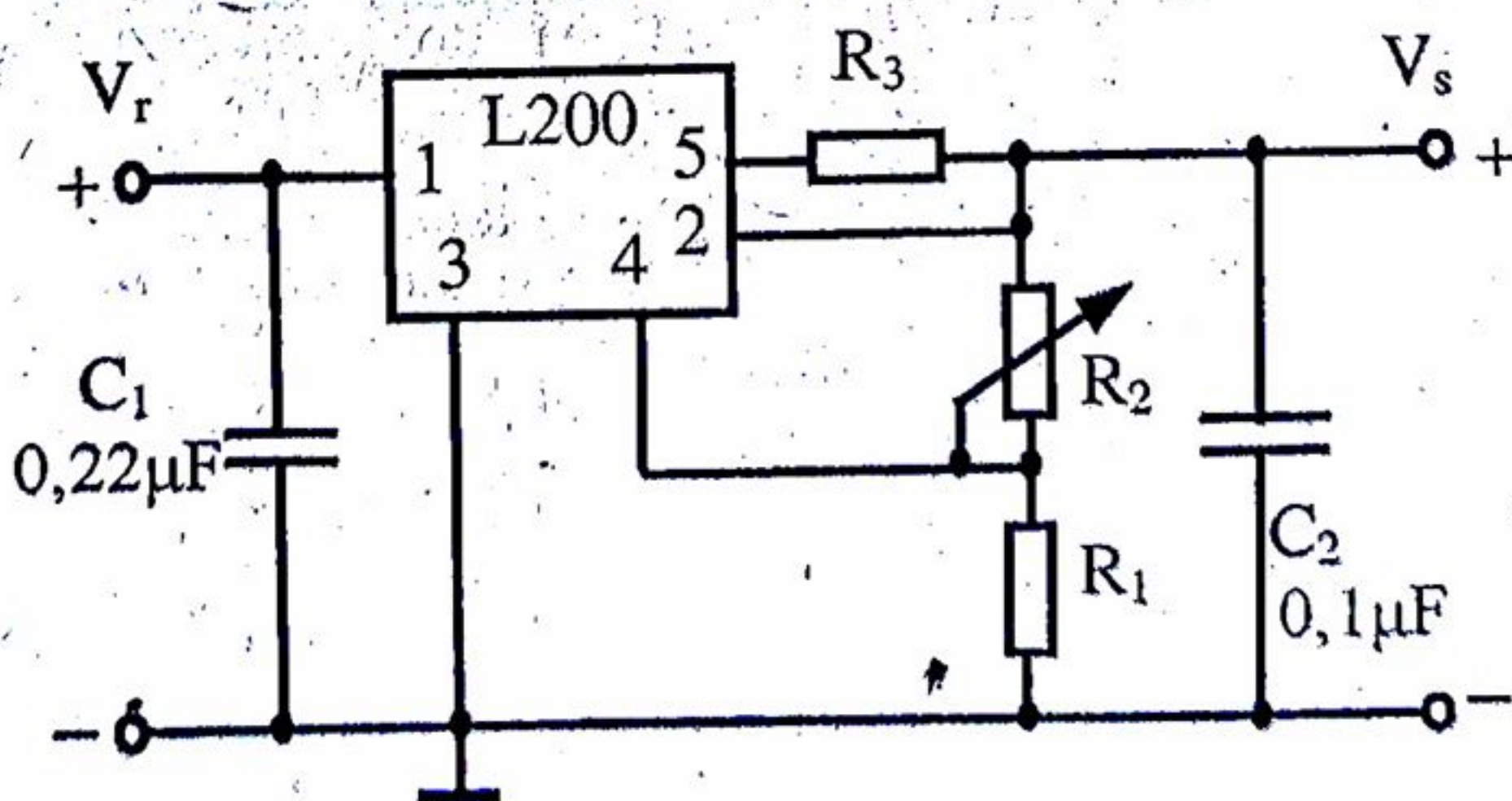


Fig. 14.9. Stabilizator cu limitarea curentului sub 2,5A.



În afară de aplicațiile de stabilizator de tensiune fixă sau ajustabilă, circuitul integrat L200 poate fi utilizat și ca stabilizator de curent [17], [22].

În acest capitol este prezentat numai calculul unui stabilizator cu circuit integrat L200 fără tranzistor extern.

## 14.2. Relații de calcul

Datele inițiale pentru dimensionarea stabilizatorului de tensiune ajustabilă cu integratul L200 sunt:

-limitele tensiunii pe sarcină:  $V_{smin}$  și  $V_{smax}$ , (fără ca  $V_{smin}$  să coboare sub 2,86V),

-curentul maxim necesar în sarcină:  $I_{smax}$  (nu mai mare de cca 1,8A pentru o sursă de tensiune fixă și până la 1,5A pentru o gamă mai restrânsă de tensiune, în cazul răcirii naturale a circuitului integrat),

-variațiile procentuale maxime ale tensiunii rețelei:  $100 \frac{\Delta V_{ro+}}{V_{ro}}$ ,  $100 \frac{\Delta V_{ro-}}{V_{ro}}$ ,

-gama temperaturilor mediului:  $t_{amin} \dots t_{amax}$ ,

-riplul maxim de tensiune la ieșire:  $V_{osm}$ .

Este indicată folosirea rezistenței de limitare  $R_3$  (fig.14.9), în special pentru surse de tensiune fixă sau ajustabilă în gamă restrânsă, pentru ca să nu crească exagerat curentul de scurtcircuit maxim (vezi fig.14.11).

La calculul stabilizatorului, conform schemei din fig.14.8 sau 14.9, se parcurg următoarele etape:

a) Se estimează amplitudinea ondulației tensiunii redresate,  $v_{orm}$ , pe baza relației (2.3), folosind datele inițiale de mai sus.

b) Se stabilește tensiunea minimă necesară pentru alimentarea stabilizatorului  $V_{rmin}$  considerând schema din fig 4.19 (cu limitarea curentului cu ajutorul lui  $R_3$ ):

$$V_{rmin} = V_{smax} + \Delta V_{ie} + V_{sc} + 0,7 \quad [V],$$

unde tensiunea  $\Delta V_{ie}$  se citește din fig.14.5, pentru temperatura joncțiunilor  $t_j=100^\circ C$ , la curentul de sarcină maxim  $I_{smax}$ . Tensiunea  $V_{sc} \approx 0,4V$  (căderea maximă pe  $R_3$ ) intervine numai în cazul folosirii schemei din fig.14.9. Suplimentarea cu 0,7V a tensiunii de alimentare se face pentru a acoperi o abatere cu până la 0,5V pentru 1,5A a tensiunii  $\Delta V_{ie}$  maxime față de cea tipică dată în fig.14.5 [17]. În plus, această rezervă acoperă și erorile tensiunii  $\Delta V_{ie}$ ,  $V_{sc}$  și cele de calcul și realizare a transformatorului de rețea și a redresorului.

c) Se parcurge punctul b din paragraful 2.2.

d) Se verifică îndeplinirea condițiilor pentru tensiunea maximă de intrare și pentru tensiunea maximă intrare-ieșire:



$$V_{r\max} \leq V_{r\max} = 40V \quad (14.3)$$

$$V_{r\max} - V_{s\min} \leq \Delta V_{ie\max} = 32V$$

$$V_{r\min} - V_{sc} \leq \Delta V_{ie\min} = 32V$$

pentru situația de scurtcircuit ( $V_{sc}$  intervine doar dacă se folosește limitarea cu  $R_3$ ). Dacă cele două condiții sunt numai cu o mică diferență neîndeplinite, atunci este posibilă reducerea mărimii  $\lambda$  spre 0,1 (0,09) și refacerea calculelor de la punctul c.

Dacă aceste condiții nu sunt îndeplinite, atunci integratul L200 nu poate fi utilizat pentru aplicația dată conform schemelor din fig.14.8 și 14.9. Dacă numai prima dintre cele două condiții nu este îndeplinită, se poate apela la o schemă de stabilizator de tensiune ridicată cu L200 [22].

e) Se verifică posibilitatea realizării curentului  $I_{s\max}$  impus, la o diferență maximă de tensiune intrare-ieșire:

$$\Delta V_{ie\max} = V_{r\max} - V_{s\min} - V_{sc}$$

Verificarea se face cu ajutorul curbelor din fig.14.4. Se adoptă cu această ocazie și tipul capsulei circuitului integrat ținând cont că integratul cu litera C în indicativ are  $t_{min} = -25^\circ C$ . Curentul citit pe curba corespunzătoare, în dreptul lui  $\Delta V_{ie\max}$ , trebuie să fie mai mare decât  $I_{s\max}$  pentru ca stabilizatorul să fie realizabil.

Graficele din fig.14.4 au fost trasate pentru cazul montării circuitului integrat pe radiatoare încă neexagerate ca gabarit și cu răcire naturală. Adoptarea unei capsule TO-3 când există soluție și cu capsulă Pentawatt, conduce la o reducere a radiatorului.

Dacă în fig.14.4 punctul cu coordonatele  $I_{s\max}$  și  $\Delta V_{ie\max}$  se găsește deasupra curbei corespunzătoare puterii de 23,6W, atunci stabilizatorul dorit nu se poate realiza cu răcire naturală a radiatorului. Este necesar să se adopte un regulator integrat de tensiune ajustabilă de curent mai mare (LM238, 338).

f) Dacă la punctul anterior a rezultat că sursa se poate realiza cu circuitul integrat L200, se face calculul puterii disipate maxime pe circuitul integrat:

$$P_{d\max} = \Delta V_{ie\max} \cdot I_{s\max} \quad [W, A]$$

g) Se parcurge punctul h din paragraful 8.2, folosind rezistențele termice ale circuitului integrat L200. Pentru capsula Pentawatt  $R_{thcr} \approx 2,5^\circ C/W$  ca și la capsula TO -220. Pentru capsula TO-3,  $R_{thcr} \approx 0,5^\circ C/W$  (dacă se folosește vaselină siliconică).

h) Se adoptă curentul de sarcină al stabilizatorului la care va acționa limitarea. Dacă se impune limitarea la o anumită valoare, de exemplu de ordinul  $I_{lim} = 1,1 I_{s\max}$  în loc de 2,5A (curentul limitat intern), se va introduce o rezistență  $R_3$  ca în fig.14.9. Valoarea acesteia va fi:

$$R_3 = \frac{V_{sc}}{I_{lim}}$$

cu  $V_{sc}$  citit din graficul dat în fig.14.7, la temperatura  $t_{j\max} (\approx 140^\circ C)$ .



i) Se parcurge punctul i din paragraful 10.2, construind un grafic asemănător cu cel din fig.10.7 dar având drept curbă 1, una din curbele date în fig.14.4 pentru L200 (în funcție de capsula adoptată) și cu limitarea de curent adoptată mai sus.

j) Se parcurg punctele j, k și l din paragraful 8.2, folosind datele pentru circuitul integrat L/200.

Pentru punctul k, în relația (8.9), se vor folosi, conform datelor de catalog ale circuitului integrat L200:

-stabilizarea de tensiune minimă în raport cu rețeaua:

$$\frac{\Delta V_s}{\Delta V_r} = 48 \text{ dB} \quad \text{sau} \quad \frac{\Delta V_s}{\Delta V_r} = 4 \cdot 10^{-3}$$

-stabilizarea de tensiune la variația sarcinii, (pentru o variație de curent de 2A):

$$\frac{\Delta V_s}{V_s} \leq \frac{1}{100} \quad \text{sau} \quad \Delta V_{ss} = \frac{1}{100} V_{smax}$$

-stabilizarea de tensiune la variația temperaturii, impusă de instabilitatea termică a tensiunii de referință:

$$\frac{\Delta V_s}{\Delta T} = \frac{\Delta V_{ref}}{\Delta T} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \quad \text{sau} \quad \Delta V_{sT} = \Delta V_{refT} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = \Delta V_{refT} \frac{V_{smax}}{V_{ref}}$$

(unde indicele T arată cauza variației) și conform graficului din fig.14.6, pentru o variație a temperaturii joncțiunilor de la 40°C la 140°C rezultă o variație  $\Delta V_{refT} \approx 45 \text{ mV}$  (sub 40°C tensiunea  $V_{ref}$  este stabilă termic).

Cu aceasta, variația totală maximă a tensiunii pe sarcină în cazul etalonării sursei în gol, la  $t_a = 25^\circ \text{C}$  este:

$$\Delta V_{smax} \leq \frac{\Delta V_s}{\Delta V_r} (V_{rmax} - V_{rmin}) + \frac{1}{100} V_{smax} \frac{I_{smax}}{2} + \Delta V_{sT} \quad (14.4)$$

La punctul l (din paragraful 8.2) se poate calcula curentul propriu de alimentare maxim al circuitului integrat în gol cu relația (14.1). Oricum, acesta va fi neglijabil față de curentul de scurtcircuit maxim.

k) Se adoptă o primă valoare a rezistenței  $R_1$  din divizorul de tensiune de la ieșirea stabilizatorului (fig.14.9) pe baza relației:

$$R_1 = 1,3 - 0,04(V_{smax} - 5) \quad [\text{k}\Omega]$$

stabilită cu ajutorul unui tabel dat în [22].

l) Se determină extremele rezistenței  $R_2$  cu relațiile:

$$R_{2min} = R_1 \left( \frac{V_{smin}}{V_{ref}} - 1 \right) \quad ; \quad R_{2max} = R_1 \left( \frac{V_{smax}}{V_{ref}} - 1 \right)$$

Soluția din fig.14.10 permite ajustarea exactă a ambelor extreme ale tensiunii  $V_s$  ținând cont de inexactitatea valorii de capăt a rezistenței variabile  $R'_2$ . Se adoptă  $R'_2$  cu o valoare nominală

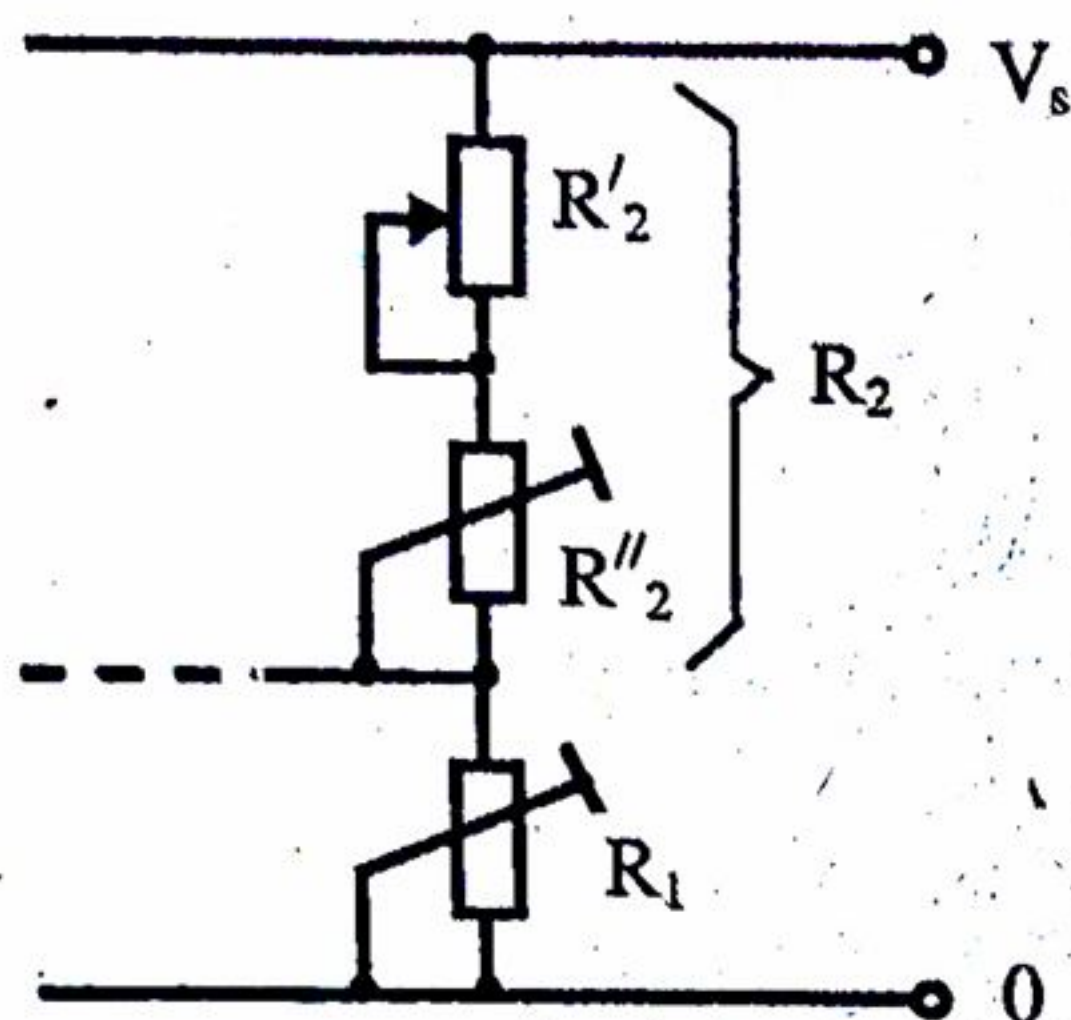


$$R'_2 \cong R_{2\max} - R_{2\min}$$

Apoi se recalculază rezistențele  $R''_2$  și  $R_1$  cu relațiile:

$$R''_2 = R'_2 \frac{V_{s\min} - V_{ref}}{V_{s\max} - V_{s\min}} ; \quad R_1 = R''_2 \frac{V_{ref}}{V_{s\min} - V_{ref}}$$

Accestea fiind ajustabile (fig. 14.10), se adoptă de valoare cu cel puțin 50% mai mare, în scopul acoperirii toleranțelor proprii mari și ale rezistenței variabile  $R'_2$ . La punerea în funcțiune se vor face mai multe ajustări consecutive din  $R_1$  și  $R''_2$  pentru tensiunile extreme ale gamei:  $V_{s\min}$  și  $V_{s\max}$ .



m) Condensatoarele de la intrarea și ieșirea stabilizatorului se adoptă cu valori din fig. 14.9.

*Observație:*

Pentru calculul unui stabilizator de tensiune fixă  $V_s$  se pot folosi relațiile de mai sus luând însă  $V_{s\min} = V_{s\max} = V_s$ . În acest caz divizorul  $R_1$  și  $R_2$  poate fi cu rezistențe fixe, de precizie. Totuși o ajustare fină a acestei tensiuni este utilă.

Fig. 14.10. Ajustarea capetelor gamei tensiunii de ieșire.

### 14.3. Exemplu de calcul

Se va calcula un stabilizator de tensiune ajustabilă  $V_s = 5 \dots 12V$  pentru curent de sarcină maxim  $I_{s\max} = 1,4A$ . Variațiile procentuale maxime ale rețelei sunt de  $\pm 10\%$  iar temperatura mediului este cuprinsă în gama  $t_a = +15 \dots +30^\circ C$ . Riplul de la ieșire trebuie să fie maximum  $5mV$ .

Amplitudinea ondulației tensiunii redresate recomandată este:

$$V_{orm} \cong \frac{0,1 I_{s\max} (V_{s\max} + 5)}{1 + 0,05 V_{s\max}} = \frac{0,1 \cdot 1,4 (12 + 5)}{1 + 0,05 \cdot 12} \cong 1,49V$$

și se admite  $v_{orm} = 1,4V$ .

Tensiunea minimă de alimentare a stabilizatorului trebuie să fie:

$$V_{r\min} = V_{s\max} + \Delta V_{ic} + v_{orm} + V_{sc} + 0,7 = 12 + 1,9 + 1,4 + 0,4 + 0,7 \cong 16,5V$$

Tensiunile de alimentare în plină sarcină și în gol, pentru o cădere relativă de tensiune pe rezistența internă a redresorului  $\lambda = 0,1$ , sunt

$$V_r = \frac{V_{r\min}}{1 - \frac{\Delta V_{ro}}{V_{ro}} (1 + \lambda)} = \frac{16,5}{1 - 0,1(1 + 0,1)} \cong 18,5V$$



$$V_{re\max} = V_{re} \left[ 1 + \frac{\Delta V_{ro+}}{V_{ro}} (1+\lambda) \right] = 18,5 [1 + 0,1(1+0,1)] \approx 20,5V$$

$$V_{ro} = V_t (1 + 1,5\lambda) = 18,5 (1 + 1,5 \cdot 0,1) \approx 21,3V$$

$$V_{ro\max} = V_{ro} \left( 1 + \frac{\Delta V_{ro+}}{V_{ro}} \right) = 21,3 (1 + 0,1) \approx 23,4V$$

Se constată îndeplinirea ambelor condiții (14.3).

Diferența maximă de tensiune intrare-ieșire la curentul maxim este:

$$\Delta V_{ic\max} = V_{r\max} - V_{s\min} - V_{sc} = 20,5 - 5 - 0,4 \approx 15,1V$$

Considerând o capsulă de tipul TO-3 pentru circuitul integrat (deci un circuit integrat L 200CT pentru că  $t_{amin} > -25^\circ C$ ) rezultă, în diagrama dată pentru acesta în fig. 14.4 pe curba 1, un punct cu curentul  $I_s = 1,58A$ , adică mai mare decât  $I_{s\max} = 1,4A$ . Prin urmare, stabilizatorul pare deocamdată realizabil cu un radiator mare dar încă neexagerat.

Se determină puterea disipată maximă pe circuitul integrat:

$$P_{d\max} = \Delta V_{ic\max} \cdot I_{s\max} = 15,1 \cdot 1,4 = 21,1W$$

Cunoscând din lista de date din paragraful 14.1 puterea disipată maximă a circuitului integrat fără radiator ( $P_{dMAX025} = 3,4W$  pentru capsulă TO-3 la  $t_a = 25^\circ C$ ) rezultă, fără a se mai recalcula aceasta pentru  $t_{amax} = 30^\circ C$ , că folosirea radiatorului este obligatorie.

Rezistența termică a radiatorului necesar va fi (pentru o temperatură  $t_{j\max} \approx 140^\circ C$ ):

$$R_{thra} \leq \frac{t_{jMAX} - t_{amax}}{P_{d\max}} R_{thjc} - R_{thcr} = \frac{140 - 30}{21,1} 4 - 0,5 \approx 0,8^\circ C/W$$

Aceasta este realizabilă cu un radiator cu aripioare mare dar încă neexagerat (vezi Anexa 1).

Se adoptă o limitare a curentului de sarcină la  $I_{lim} = 1,1 \cdot I_{s\max} \approx 1,55A$ . Rezultă o rezistență  $R_3$  cu valoarea:

$$R_3 = \frac{V_{sc}}{I_{lim}} = \frac{0,428}{1,55} = 0,276\Omega$$

Puterea disipată maximă în scurtcircuit, care apare în situația când  $t_a = t_{amin}$  va fi

$$P_{dsc\max} = \frac{t_{jMAX} - t_{amin}}{R_{thjc} + R_{thcr} + R_{thra}} = \frac{150 - 15}{4 + 0,5 + 0,8} = 25,5W$$

Pentru aceasta se trasează în planul  $I_s - \Delta V_{ic}$  o curbă asemănătoare cu curba 1 din fig. 14.4, având însă limitarea de curent la  $I_{lim} = 1,55A$  (fig. 14.11).

Tensiunea în gol de calcul minimă a redresorului va fi

$$V'_{ro\min} = V_{ro\min} (1 + \lambda) = 16,5 (1 + 0,1) = 18,1V$$



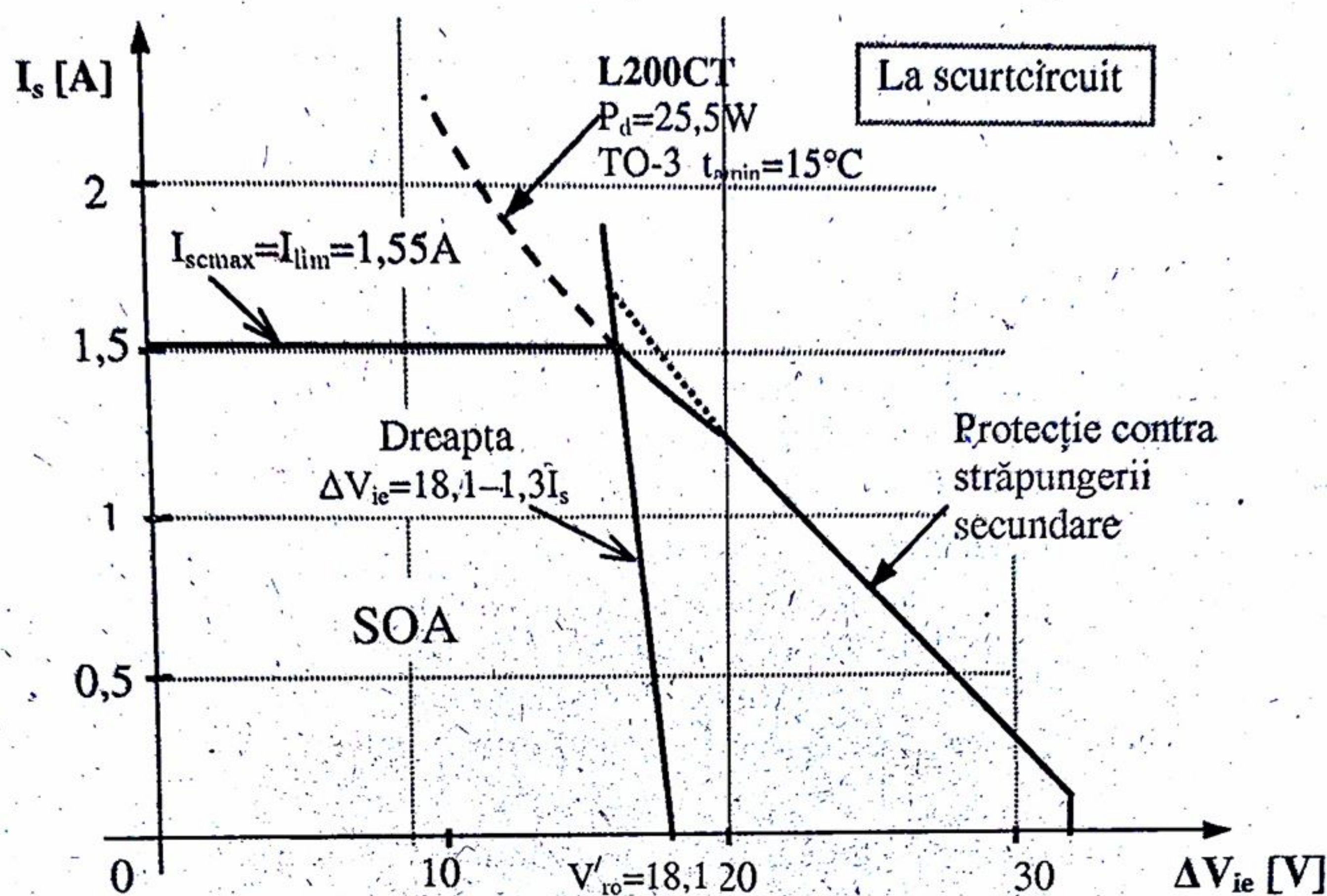


Fig.14.11. Determinarea curentului de scurtcircuit al stabilizatorului.

Rezistența internă a redresorului ce va alimenta stabilizatorul este:

$$R_{ir} = \frac{\lambda V_r}{I_{smax}} = \frac{0,118,1}{1,4} \approx 1,3\Omega$$

Se trasează acum pe graficul din fig.14.11 dreapta:

$$\Delta V_{ie} = V'_{romin} - R_{ir} I_s \quad \text{adică} \quad \Delta V_{ie} = 18,1 - 1,3 I_s$$

La intersecția drepte cu limita ariei SOA rezultă curentul de scurtcircuit maxim:

$$I_{smax} \approx I_{lim} \approx 1,55A$$

Valoarea maximă a riplului de tensiune transmis la ieșirea stabilizatorului va fi:

$$v_{osm} \leq v_{orm} 10^{\frac{SVR}{20}} = 1,4 \cdot 10^{\frac{48}{20}} \approx 5,5mV \approx 5mV \text{ impus.}$$

Valoarea tipică a riplului, pentru SVR=60dB, va fi însă de cca 1,4mV. Deci, rezultatul de mai sus se poate accepta.

Folosind relația (14.4) se calculează variația totală maximă a tensiunii pe sarcină în cazul cel mai defavorabil:

$$\begin{aligned} \Delta V_{smax} &\leq \frac{\Delta V_r}{\Delta V_r} (V_{rmax} - V_{rmin}) + \frac{1}{100} V_{smax} \frac{I_{smax}}{2} + \Delta V_{ref} \frac{V_{smax}}{V_{ref}} = \\ &= 4 \cdot 10^{-3} (21,1 - 16,1) + \frac{1}{100} \cdot 12 \cdot \frac{1,4}{2} + 0,045 \cdot \frac{12}{2,77} = 0,295V \end{aligned}$$



Curentul de alimentare propriu maxim al circuitului integrat L200, dat de relația 14.1 este

$$I_{omax} \leq 9,2 - 0,014(t_{jmax} - 25) - 0,4I_{smax} = 9,2 - 0,014(140 - 25) - 0,4 \cdot 1,4 = 6,5 \text{ mA},$$

neglijabil.

Datele pentru calculul redresorului sunt:  $V_r = 18,5 \text{ V}$ ,  $I_r \cong I_{smax} \cong 1,4 \text{ A}$ ,  $I_{rscmax} \cong I_{scmax} = 1,55 \text{ A}$ ,  $\lambda = 0,1$ ,  $v_{om} = 1,4 \text{ V}$ , variațiile procentuale ale rețelei:  $\pm 10\%$ .

Valoarea de plecare pentru rezistența  $R_1$  va fi:

$$R_1 = 1,3 - 0,04(V_{smax} - 5) = 1,3 - 0,04(12 - 5) \cong 1,02 \text{ k}\Omega.$$

Extremele rezistenței  $R_2$  vor fi atunci:

$$R_{2min} = R_1 \left( \frac{V_{smin}}{V_{ref}} - 1 \right) = 1,02 \left( \frac{5}{2,77} - 1 \right) = 0,825 \text{ k}\Omega,$$

$$R_{2max} = R_1 \left( \frac{V_{smax}}{V_{ref}} - 1 \right) = 1,02 \left( \frac{12}{2,77} - 1 \right) = 3,4 \text{ k}\Omega.$$

Rezistența variabilă  $R'_2$  trebuie să aibe valoarea:

$$R'_2 \cong R_{2max} - R_{2min} = 3,4 - 0,825 = 2,575 \text{ k}\Omega,$$

care se normalizează la valoarea foarte apropiată de  $2,5 \text{ k}\Omega$ . Nu mai este necesară deci recalcularea lui  $R''_2$  și  $R_1$ , care se pot adopta ca rezistențe ajustabile ambele de  $2,5 \text{ k}\Omega$ .

Schema finală cu valorile adoptate pentru componente este cea din fig.14.12.

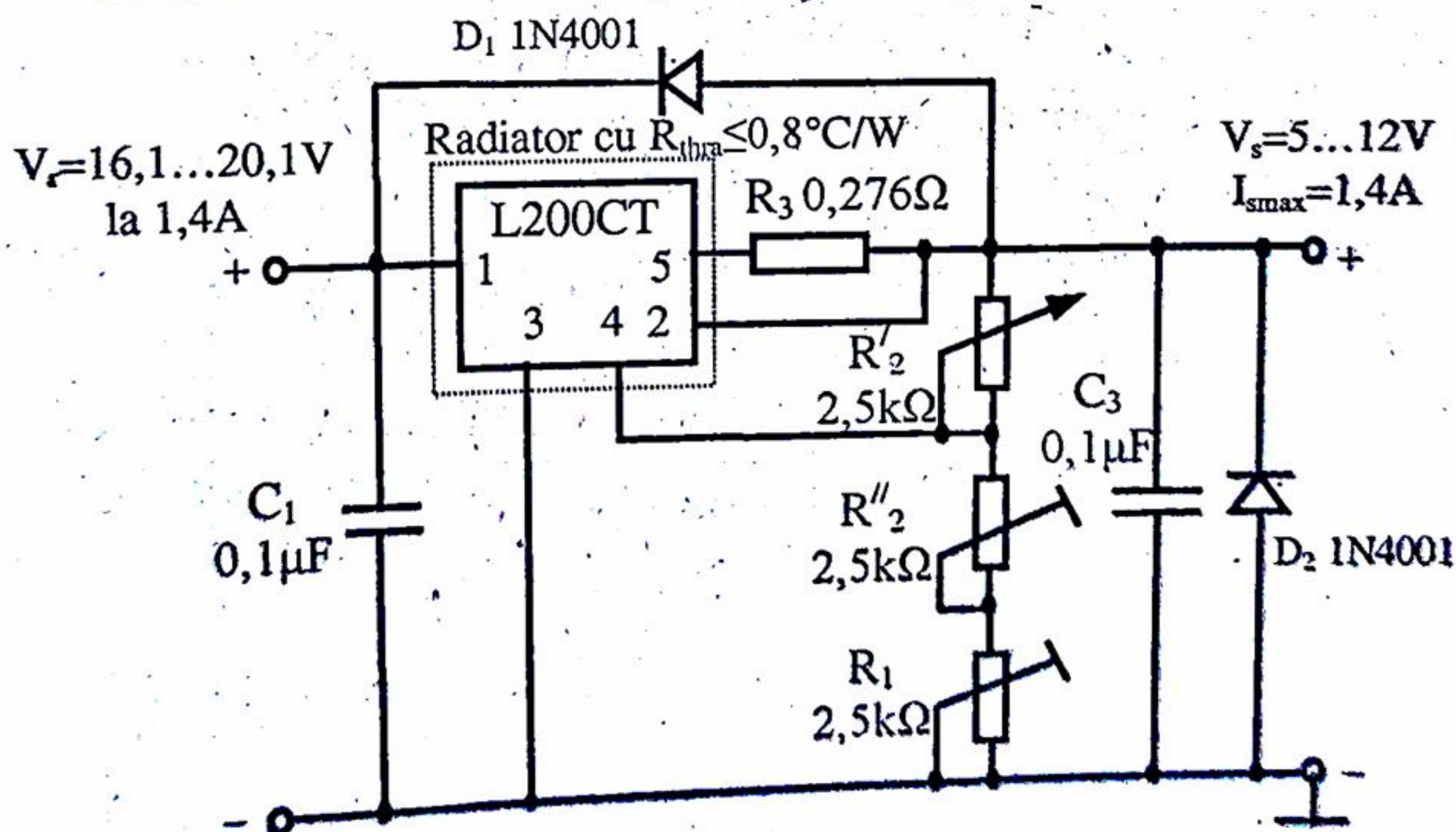


Fig.14.12. Schema stabilizatorului de 5...15V / 1,4A.



## STABILIZATOR DE TENSIUNE AJUSTABILĂ CU CIRCUIT INTEGRAT L200 ȘI TRANZISTOR EXTERN

### 15.1. Prezentarea schemelor

Cu ajutorul unui tranzistor extern atașat la circuitul integrat L 200 se pot realiza surse de tensiune de curent mare ( $>2A$ ). Acestea vor exploata avantajul important al integratului L 200, acela de a putea realiza limitarea de curent pentru tranzistorul extern cu ajutorul limitării curentului propriu, prin rezistența externă  $R_3$ .

În fig.15.1 se prezintă schema stabilizatorului pentru cazul când tranzistorul extern de putere este pnp. Căderea de tensiune pe  $R_4$  deschide tranzistorul extern când prin integrat trece un curent de ordinul 25mA.

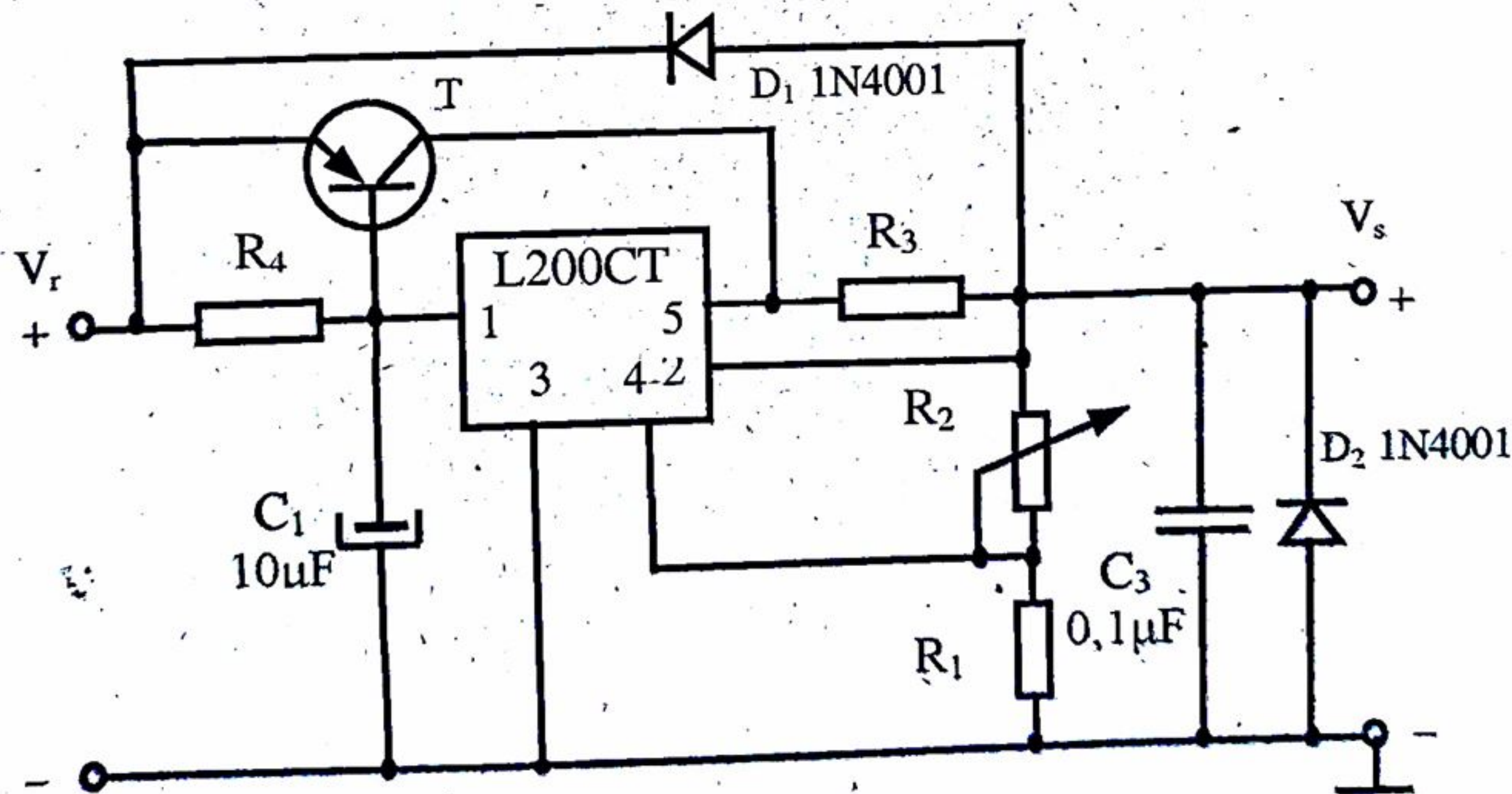


Fig.15.1. Stabilizator cu regulator L200 și tranzistor extern pnp.

Când sarcina preia curentul maxim  $I_{smax}$  prin  $R_4$  trece un curent de numai 40...50mA. Integratul preia acest curent, plus curentul maxim de bază al tranzistorului extern. În schemă au fost prevăzute și protecții prin diode contra scurtcircuitului la



intrare, căderii rețelei, supratensiunilor și polarizării inverse a ieșirii. Sursa utilizează limitarea de curent de la circuitul integrat. Rezistența  $R_3$  se calculează cu relația:

$$R_3 = \frac{V_{sc}}{I_{smax}} \approx \frac{0,45V}{I_{smax}}$$

În cazul scurtcircuitului la ieșirea sursei, considerând curentul prin circuitul integrat de cca 10 ori mai mic decât prin tranzistor, pe acesta din urmă apare o putere disipată de ordinul:

$$P_{dT} \approx (V_{rmax} - V_{sc}) 0,9 I_{smax}$$

Tranzistorul trebuie să suporte această putere. Deoarece el trebuie să fie proiectat și contra străpungerii secundare, tensiunea pe el nu va putea depăși 20V (în special la scurtcircuit în sarcină). Deci  $V_{rmax}$  poate fi cel mult 20V.

În fig.15.2 se prezintă schema stabilizatorului pentru cazul când tranzistorul extern de putere este npn. A fost necesară introducerea unui tranzistor suplimentar de putere mică,  $T_2$ , pentru a se asigura limitarea curentului prin tranzistorul de putere  $T_1$ .

Rezistența  $R_4$  asigură prin căderea pe ea (la un curent prin integrat de numai 60mA) deschiderea tranzistorului de putere  $T_1$  spre a prelua curentul principal. Când sarcina preia curentul maxim  $I_{smax}$ , integratul conduce un curent de ordinul 0,1A (prin  $R_4$ ), plus curentul maxim de bază al lui  $T_1$ .

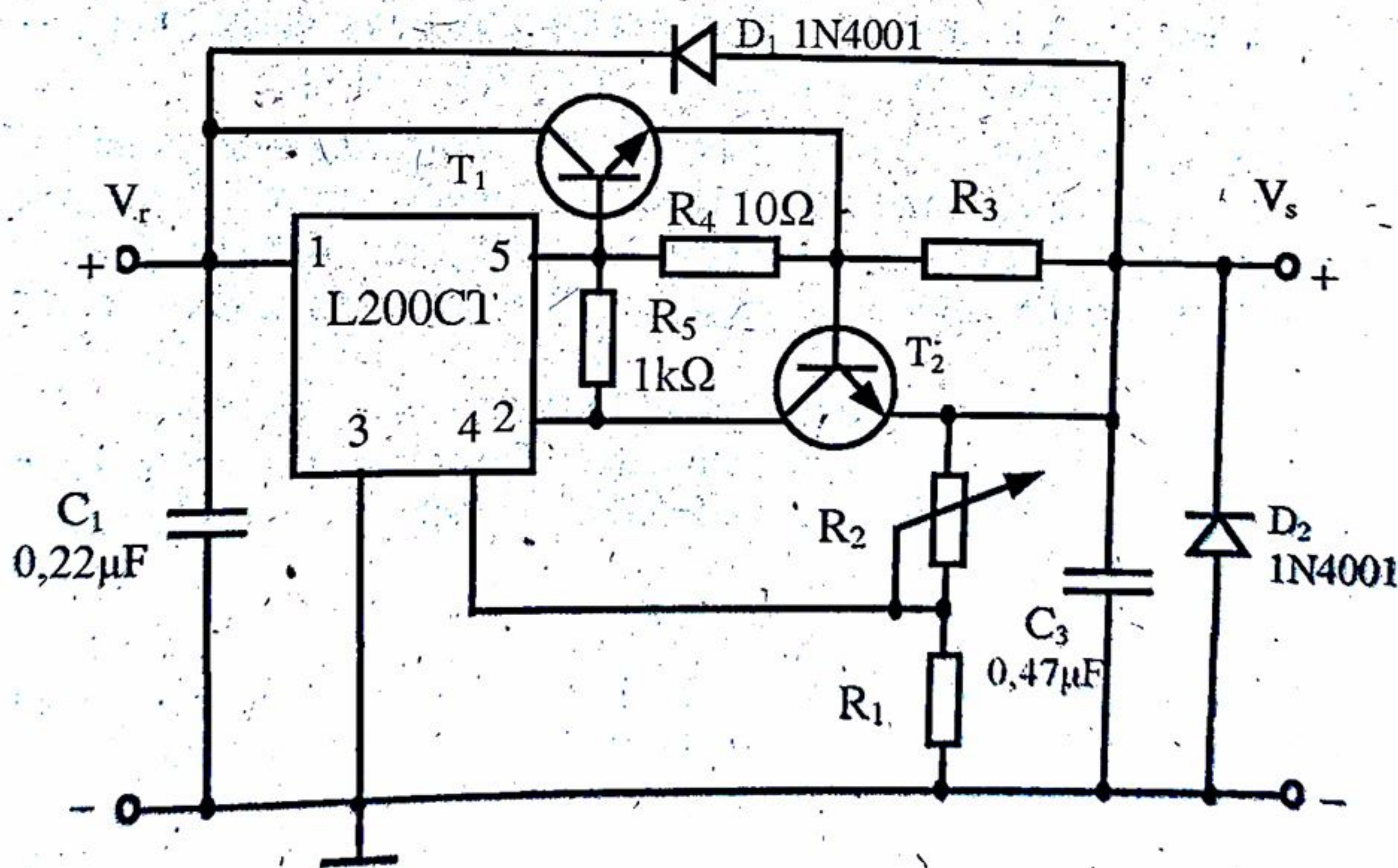


Fig.15.1. Stabilizator cu regulator L200 și tranzistor extern npn.

La acest circuit curentul este limitat la valoarea dorită cu ajutorul rezistenței  $R_3$ :

$$R_3 = \frac{V_{BE2}}{I_{smax}}$$



cu  $V_{BE2} \approx 0,6V$ . Deschiderea tranzistorului  $T_2$  la atingerea curentului  $I_{smax}$  asigură intrarea în funcțiune a limitării, curentului integratului L200 prin depășirea pe rezistența  $R_5$  a tensiunii  $V_{sc}=0,45V$ .

În schemele din fig.15.1 și 15.2 tranzistorul extern nu este protejat la scurtcircuit. Pentru ca el să poată suporta puterea disipată de la scurtcircuit radiatorul său trebuie dimensionat corespunzător.

În [22] mai sunt prezentate și alte scheme de stabilizatoare de curent mare cu integratul L200.

## 15.2. Relații de calcul

Se va prezenta aici numai calculul stabilizatorului cu tranzistor extern pnp, care este mai simplu, deoarece cazul tranzistorului npn se poate trata în mod asemănător.

Pentru calcule sunt necesare aceleași date inițiale ca și la alte stabilizatoare (vezi începutul paragrafului 14.2).

Se vor parcurge următoarele etape:

a) Se parcurge punctul a din paragraful 14.2.

b) Se calculează tensiunea minimă necesară pentru alimentarea stabilizatorului:

$$V_{rmin} = V_{smax} + v_{om} + \Delta V_{ic} + V_{BEmax} + V_{sc} + 0,7 \quad [V],$$

unde tensiunea  $\Delta V_{ic}$  se stabilește ca la punctul b din paragraful 14.2, la un curent de ordinul  $0,1I_{smax}$ , iar  $V_{BEmax}$  este tensiunea pe jonțiunea emitoare a tranzistorului extern și care se poate anticipa la o valoare de 1,2...1,4V pentru curent  $I_{smax}=2...4A$ .

c) Se parcurge punctul b din paragraful 2.2, unde, la scurtcircuit, din tensiune se mai scade și  $V_{BEmax}$ .

d) Se parcurge punctul d din paragraful 14.2.

e) Se stabilește valoarea limită a curentului de sarcină și se estimează puterea disipată maximă pe tranzistorul extern considerând că doar cel mult 5% din  $I_{lim}$  trece prin circuitul integrat:

$$I_{lim} = 1,05...1,1I_{smax}.$$

Puterea disipată maximă pe tranzistorul extern intervine în regim de scurtcircuit considerând cazul mai defavorabil (tranzistor cu  $\beta$  mare) când tot curentul de ieșire va trece prin tranzistor:

$$P_{dscT} < 0,95I_{lim}(V_{smax} - V_{sc}).$$

În acest fel există și o rezervă de putere disipată pentru tranzistor.

Dacă sursa trebuie să reziste la scurtcircuit fără alte circuite de detectare și protecție externe stabilizatorului, este necesar ca tranzistorul să poată suporta această ultimă putere, prin dimensionarea corespunzătoare a radiatorului.

f) Se adoptă un tranzistor pnp care să îndeplinească următoarele condiții:



$$I_{CMAX} \geq 2I_{smax}$$

$$V_{CE0} > \max \begin{cases} V_{romax} - V_{smin} \\ V_{rmax} - V_{sc} \end{cases}$$

$$P_{dMAXr} > P_{dmaxT} \text{ sau } P_{dscT} \text{ după caz;}$$

unde  $P_{dMAXr}$  este puterea disipată maximă cu radiator neexagerat, răcit natural, a tranzistorului extern.

Punctul cu coordonatele  $0,9I_{smax}$  și  $(V_{rmax} - V_{sc})$  trebuie să se găsească în aria SOA a tranzistorului adoptat. În lipsa graficului SOA este necesar să se limiteze  $(V_{rmax} - V_{sc})$  la cca 20V conform [22]. Radiatorul pentru tranzistor se dimensionează conform metodei din Anexa 1.

g) Pentru tranzistorul adoptat se extrage din datele de catalog valoarea minimă a factorului static de amplificare a curentului  $\beta_{min}$  când curentul de sarcină  $I_s \cong I_{lim}$ . Se calculează curentul maxim de bază al tranzistorului în regim de limitare:

$$I_{Bmax} = \frac{I_{lim} \frac{V_{BEmax}}{R_4}}{\beta_{min} + 1},$$

unde  $V_{BEmax}$  trebuie apreciat ori citit pe o caracteristică de intrare sau de transfer a tranzistorului adoptat, la curentul  $I_{Bmax}$  sau respectiv la  $I_{lim}$ .

Rezistența  $R_4$  se alege astfel ca prin ea să treacă un curent de ordinul 100÷150mA, ceea ce duce la o valoare de 10...12Ω. Se verifică dacă acest curent depășește curentul maxim de ieșire recomandat al circuitului integrat (fig.14.5) (curentul prin  $R_4$  nu este prea mare).  $I_{Bmax} \leq 1A$  (peste acest curent tensiunea  $\Delta V_{ic}$  a integratului crește exagerat). În general, această condiție este îndeplinită pentru surse de curent maxim până la 10A. Dacă nu este îndeplinită, și nu se poate adopta (ori selecta) un tranzistor cu  $\beta_{min}$  mai mare, înseamnă că circuitul integrat L200 nu se poate utiliza.

h) Se determină curentul maxim ce traversează integratul în regim de limitare:

$$I_{lmax} = I_{Bmax} + \frac{V_{BEmax}}{R_4}$$

i) Se calculează puterea disipată maximă pe circuitul integrat în regim de limitare:

$$P_{dmaxCI} = I_{lmax} (V_{rmax} - V_{BEmax} - V_{sc} - V_{smin})$$

Aici nu este necesar să se determine puterea disipată pe circuitul integrat în caz de scurtcircuit, deoarece el se autoprotejează prin acționarea limitării de curent sau prin protecția termică.

Se verifică posibilitatea utilizării integratului fără radiator. Dacă, pentru tipul de capsulă adoptată (Pentawatt sau TO-3):

$$P_{dmaxCI} < P_{dMAX}$$



unde

$$P_{dMAXoCI} = \frac{t_{jmax}^* - t_{amax}}{R_{thjc} + R_{thca}}, \quad \text{cu } t_{jmax}^* \approx 140^\circ\text{C},$$

atunci nu este necesar radiator pentru circuitul integrat.

În caz de scurtcircuit pe sarcină, puterea disipată pe circuitul integrat crește și aceasta poate eventual intra în regim de protecție termică, limitând atunci curentul sub  $I_{lmax}$ . În acest caz și curentul prin T scade putându-se beneficia de o așa-zisă „protecție cu întoarcere”. Această situație s-ar putea exploata doar dacă factorul  $\beta$  al tranzistorului este fără dispersie – adică măsurat – sau dacă rezistența  $R_4$  se face ajustabilă.

În cazul neîndeplinirii condiției de mai sus este necesar un radiator, care se va dimensiona conform metodologiei din Anexa1, folosind temperatura  $t_{jmax}^* \approx 140^\circ\text{C}$ .

Verificarea încadrării în aria SOA a circuitului integrat nu este practic necesară pentru că în domeniul de tensiune și curent folosit de circuitul integrat delimitarea curentului propriu înspre tensiuni mari are loc numai prin limitare termică (prin hiperbola pentru  $t_{jMAX} \approx 150^\circ\text{C}$ ). Această hiperbolă se mută automat în poziție corespunzătoare prin atașarea radiatorului necesar.

j) Se calculează valoarea necesară pentru rezistența de limitare  $R_3$ :

$$R_3 = \frac{V_{sc}}{I_{lim}},$$

cu  $V_{sc}$  citit din graficul dat în fig.14.7 la temperatura  $t_{jmax}^* = 140^\circ\text{C}$ .

k) Se parcurg punctele j k și l din paragraful 14.2.

Variația maximă a tensiunii de ieșire a stabilizatorului cu circuit integrat L200 și tranzistor extern va fi aproximată cu aceea a stabilizatoarelor fără tranzistor extern (paragrafele 14.2 și 14.3) pe baza experienței deținute de la stabilizatorul cu circuit integrat LM723 și tranzistor extern. Eroarea ce intervine este cauzată doar de termenul ce include curentul de sarcină. Se va lua în relația (14.4) un curent  $I_{smax} \approx 2\text{A}$ . Curentul maxim al redresorului în regim de scurtcircuit va fi aici  $I_{rscmax} = I_{lim}$ .

l) Condensatorul de la intrarea și ieșirea stabilizatorului se adoptă cu valorile din fig.15.1.

*Observație:* Este valabilă și aici observația de la sfârșitul paragrafului 14.2.

Pentru schema din fig.15.2, care folosește un tranzistor de tip npn, calculele de mai sus se pot adapta fără mari dificultăți.



### 15.3. Exemplu de calcul

Se va calcula un stabilizator de tensiune ajustabilă cu L200 și tranzistor extern având:  $V_s=3-10V$  cu un curent de sarcină maxim  $I_s=2,5A$ . Variațiile procentuale maxime ale rețelei sunt de  $\pm 10\%$ , iar temperatura mediului este, cuprinsă între  $10 - 35^\circ C$ . Riplul de la ieșire nu trebuie să depășească  $10mV$ . Stabilizatorul trebuie să reziste și în scurtcircuit.

Amplitudinea recomandată pentru ondulația (riplul) tensiunii redresate este:

$$V_{orm} \approx \frac{0,1I_{smax}(V_{smax}+5)}{1+0,5V_{smax}} = \frac{0,12,5(10+5)}{1+0,05 \cdot 10} \approx 2,50V$$

și se admite  $v_{orm}=2,5V$ .

Tensiunea minimă necesară pentru alimentarea stabilizatorului va fi:

$$V_{rmin} = V_{smax} + v_{orm} + \Delta V_{ie} + V_{BEmax} + V_{sc} + 0,7 = 10 + 2,5 + 1,3 + 1,25 + 0,45 + 0,7 \approx 16,2V$$

unde  $\Delta V_{ie}$  s-a citit pe graficul pentru  $t_j=100^\circ C$  la un curent de ordinul  $0,1I_{smax}=0,25A$ , iar  $V_{BEmax}$  s-a estimat la  $1,25V$  pentru  $2,5A$ .

Tensiunile de alimentare în plină sarcină și în gol, pentru o cădere relativă de tensiune pe rezistența internă a redresorului  $\lambda=0,1$ , se determină cu aceleași relații folosite în paragraful 14.3 și sunt:

$$V_r=18,2V, \quad V_{rmax} \approx 20,2V, \quad V_{ro} \approx 21V, \quad V_{romax} = 23,1V$$

Se constată că:

$$V_{romax} < 40V; \quad V_{rmax} - V_{BEmax} - V_{sc} \approx 18,5V < 32V; \quad V_{romax} - V_{smin} \approx 20V < 32V$$

deci, pentru circuitul integrat condițiile de tensiune sunt îndeplinite.

Curentul limită va fi adoptat:

$$I_{lim} = 1,1I_{smax} = 1,1 \cdot 2,5 = 2,75A$$

Pentru a rezista la scurtcircuit tranzistorul extern trebuie să suporte puterea disipată:

$$P_{dscT} \approx 0,95I_{lim}(V_{rmax} - V_{sc}) = 0,95 \cdot 2,75(20,2 - 0,45) \approx 51,5W$$

Se adoptă un tranzistor de putere pnp de tipul MJ 2955 [21] care are mărimile:

$$I_{CMAX} = 25A > 2I_{smax} = 5A$$

$$V_{CEo} = 60V > \max \begin{cases} V_{romax} - V_{smin} \approx 20V \\ V_{rmax} - V_{sc} \approx 19,7V \end{cases}$$

$$P_{dMAXr} \approx 0,35 \cdot P_{tot} = 52,5 > P_{dscT} = 51,5W$$

Nedisponându-se de aria SOA a tranzistorului [21], se apreciază că tranzistorul este în siguranță din punct de vedere al străpungerii secundare, deoarece tensiunea pe el în scurtcircuit la curentul  $I_{lim}$  este, cum se vede mai sus, de numai  $19,7V$ . La puterea disipată maximă  $P_{dscT}$  este necesar în mod evident un radiator mare. Rezistența lui termică trebuie să aibă o valoare mai mică decât:



$$R_{thra} < \frac{t_{jMAX} - t_{amax}}{P_{dscT}} - R_{thjc} - R_{thcr} = \frac{200-35}{51,5} - 1,17 - 0,5 \approx 1,5^\circ\text{C/W}$$

Se adoptă  $R_{thra} \approx 1,4^\circ\text{C/W}$  care nu conduce la gabarit exagerat de radiator cu aripioare.

Folosind graficul din fig.6.5 se poate extrage, la curentul  $I_{lim} = 2,75\text{A}$ , un factor de amplificare  $\beta_{min} \approx 25$ . Astfel, curentul de bază maxim al tranzistorului va fi pentru  $R_4 = 10\Omega$ :

$$I_{Bmax} = \frac{I_{lim} - \frac{V_{BEmax}}{R_4}}{\beta_{min} + 1} = \frac{2,75 - \frac{1,25}{10}}{25 + 1} \approx 0,1\text{A}$$

unde  $V_{BEmax}$  s-a apreciat de 1,25V la  $I_{Bmax} \approx 0,1\text{A}$  din cauza lipsei caracteristicilor de transfer din catalog [21]. Acest curent nu este de valoare mare.

Curentul maxim ce traversează circuitul integrat are valoarea:

$$I_{lmax} = I_{Bmax} + \frac{V_{BEmax}}{R_4} \approx 0,1 + \frac{1,25}{10} = 0,225\text{A}$$

Puterea disipată maximă pe circuitul integrat în regim de limitare:

$$P_{dmaxCI} = I_{lmax} (V_{rmax} - V_{BEmax} - V_{sc} - V_{smin}) = 0,225(20,2 - 1,25 - 0,45 - 3) \approx 3,5\text{W}$$

Deoarece această putere nu este foarte mare se adoptă capsula de tip Pentawatt pentru circuitul integrat, deci codul acestuia va fi L200CH.

Puterea disipată maximă fără radiator a acestui circuit integrat este (înainte de acționarea protecției termice)

$$P_{dMAXoCI} = \frac{t_{jmax} - t_{amax}}{R_{thjc} + R_{thca}} = \frac{140-35}{3+47} \approx 2,1\text{W} < P_{dmaxCI}$$

Prin urmare, și circuitul integrat necesită radiator. Rezistența termică a acestuia trebuie să fie apropiată de valoarea:

$$R_{thra} \approx \frac{t_{jMAX} - t_{amax}}{P_{dMAXCI}} - R_{thjc} - R_{thcr} = \frac{150-35}{3,5} - 3 - 2,5 \approx 27,4^\circ\text{C/W}$$

Aceasta se poate realiza cu un radiator de dimensiunii mici (vezi Anexa A1).

Rezistența  $R_3$  ce realizează limitarea curentului prin circuitul integrat și prin tranzistorul T trebuie să aibe valoarea:

$$R_3 = \frac{V_{sc}}{I_{lim}} \approx \frac{0,43}{2,75} \approx 0,157\Omega$$

iar puterea acesteia - de 2W.

Valoarea maximă a riplului de tensiune la ieșirea stabilizatorului va fi în cazul cel mai defavorabil:

$$v_{osm} \leq v_{orm} \cdot 10^{-\frac{SVR}{20}} = 2,5 \cdot 10^{-\frac{48}{20}} \approx 9,8\text{mV} < 10\text{mV}$$

(valoarea tipică va fi de numai 2,5mV).



Variația maximă a tensiunii de ieșire este de ordinul:

$$\Delta V_{smax} \leq \frac{\Delta V_s}{\Delta V_r} (V_{rmax} - V_{rmin}) + \frac{1}{100} V_{smax} \frac{I_{smax}}{2} + \Delta V_{ref} \frac{V_{smax}}{V_{ref}} \approx$$

$$\approx 4 \cdot 10^{-3} (20,2 - 18,2) + \frac{1}{100} \cdot 10 \cdot \frac{2}{2} + 0,045 \cdot \frac{10}{2,77} = 0,27V$$

Curentul propriu de alimentare al integratului este de ordinul 6mA și este neglijabil.

Datele pentru calculul redresorului sunt:  $V_r = 18,2V$ ,  $I_r = I_{smax} = 2,5A$ ,  $I_{rscmax} = I_{lim} = 2,75A$ ,  $\lambda = 0,1$ ,  $v_{orm} = 2,5V$ , variațiile procentuale ale rețelei:  $\pm 10\%$ .

În primă aproximare, rezistența  $R_1$  va avea valoarea:

$$R_1 = 1,3 - 0,04(V_{smax} - 5) = 1,3 - 0,04(10 + 5) = 1,1k\Omega$$

Extremele rezistenței  $R_2$  vor fi atunci:

$$R_{2min} = R_1 \left( \frac{V_{smin}}{V_{ref}} - 1 \right) = 1,1 \left( \frac{3}{2,77} - 1 \right) = 0,088k\Omega$$

$$R_{2max} = R_1 \left( \frac{V_{smax}}{V_{ref}} - 1 \right) = 1,1 \left( \frac{10}{2,77} - 1 \right) = 2,88k\Omega$$

Rezistența variabilă  $R'_2$  (fig.15.1) are valoarea:

$$R'_2 \approx R_{2max} - R_{2min} = 2,88 - 0,088 = 2,79k\Omega$$

Aceasta se normalizează la  $2,5k\Omega$ . Recalculând cu aceasta rezistențele  $R_1$  și  $R_{2min}$  rezultă:  $R_1 \approx 960\Omega$ ;  $R_{2min} = 77\Omega$ . Se pot adopta pentru  $R_1$  și  $R'_{2min}$  rezistențe ajustabile de  $2,2k\Omega$ , respectiv  $100\Omega$ . Schema finală cu valorile componentelor este în fig.15.3.

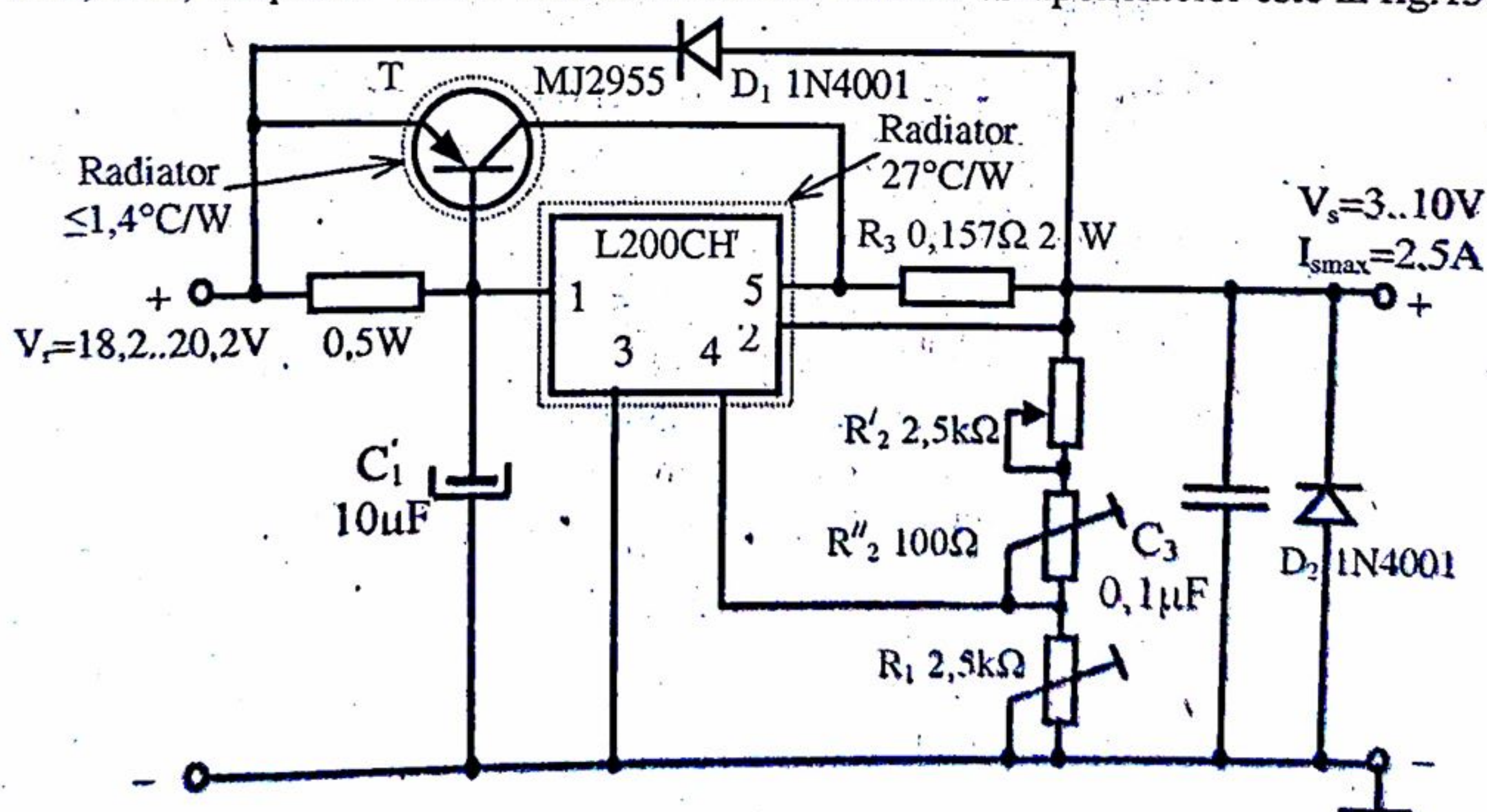


Fig.15.3. Stabilizator de 3...10V / 2,5A cu L200 și tranzistor extern pnp.



## CAPITOLUL 16

## STABILIZATOARE DE TENSIUNE DUALE CU CIRCUIT INTEGRAT 1468

### 16.1 Prezentarea circuitului integrat și a schemelor

Alimentarea circuitelor integrate analogice se face de cele mai multe ori de la două surse de tensiune stabilizate, simetrice față de masă, care trebuie să se mențină egale în valoare absolută (să se urmărească) chiar dacă una dintre ele se modifică ușor [8, 9, 10]. Stabilizatoarele duale se pot realiza cu ajutorul unui stabilizator obișnuit, a unui amplificator operațional și a unui tranzistor, acestea din urmă realizând sursa negativă și urmărirea sursei pozitive [14] (fig. 1.15). De asemenea, se poate realiza un stabilizator dual cu un stabilizator de tensiune pozitivă și unul de tensiune negativă [14]. Uneori, la puteri nu prea mari, este mai comod să se utilizeze un stabilizator dual specializat cum este circuitul integrat 1468 (produs în România cu codul ROB1468 [36]).

Principiul stabilizatorului dual 1468 este prezentat în fig. 16.1 [10]. Stabilizatorul de tensiune pozitivă, realizat cu tranzistorul  $T^+$  și amplificatorul  $A^+$ , furnizează una din cele două tensiuni de ieșire ( $+V_s$ ). Amplificatorul  $A^-$  (cu amplificare mare), având între cele două intrări o diferență de potențial aproape nulă și având intrarea neînversoare legată la masă, asigură punctului median al brațului cu cele două rezistențe  $R$  egale, potențial foarte apropiat de zero. Tensiunile pe cele două rezistențe fiind egale, rezultă la ieșire două tensiuni simetrice față de masă. În acest fel, tensiunea negativă urmărește tensiunea pozitivă. Tranzistorul  $T^-$  servește ca element de reglare pentru tensiunea negativă preluând diferența până la tensiunea de alimentare.

Întrucât cele două brațe  $R$  nu pot fi realizate simetrice în circuitul integrat, s-a prevăzut posibilitatea conectării externe a unui divizor (la terminalul „Echilibrare”) pentru realizarea egalității celor două tensiuni. Practic, întotdeauna după ajustarea tensiunii  $+V_s$  este necesară echilibrarea din exterior, care afectează doar tensiunea  $-V_s$ .

Între ieșirile celor două amplificatoare și masă se conectează condensatoarele de corecție în frecvență (la terminalele „Compensare”) care asigură eliminarea oscilațiilor tensiunilor de ieșire ale stabilizatorului.



Circuitul integrat mai include cele două tranzistoare care realizează protecția prin limitare de curent  $T_p^+$  și  $T_p^-$  (rezistențele  $R_p$  urmând a se conecta din exterior).

Circuitul 1468 are divizorul de la ieșire realizat cu rezistențe și diode Zener [10] astfel că, fără a se interveni la terminalul „Ajustare”, se pot obține două tensiuni fixe de +14,5...15,5V și -14,5...15,5V (fiind necesară și echilibrarea acestora). Prin urmare, apare o dispersie de fabricație a tensiunilor de ieșire. Pentru a se obține tensiuni exacte de +15V și -15V este necesar un circuit relativ complicat de ajustare. Tot prin intermediul terminalului „Ajustare”, realizându-se divizoare corespunzătoare [10], se poate modifica tensiunea pe sarcină între 8...15V sau 15...20V. La stabilizatoare cu tensiune ajustabilă între 8...12V, odată făcută echilibrarea (de exemplu la 12V), aceasta se păstrează până la 8V. Pentru stabilizatoare de tensiune ajustabilă între 12...15V și 15...20V, este necesară refacerea echilibrării de fiecare dată după modificarea tensiunii de ieșire (din cauza modificării tensiunilor pe diodele Zener din divizorul integrat).

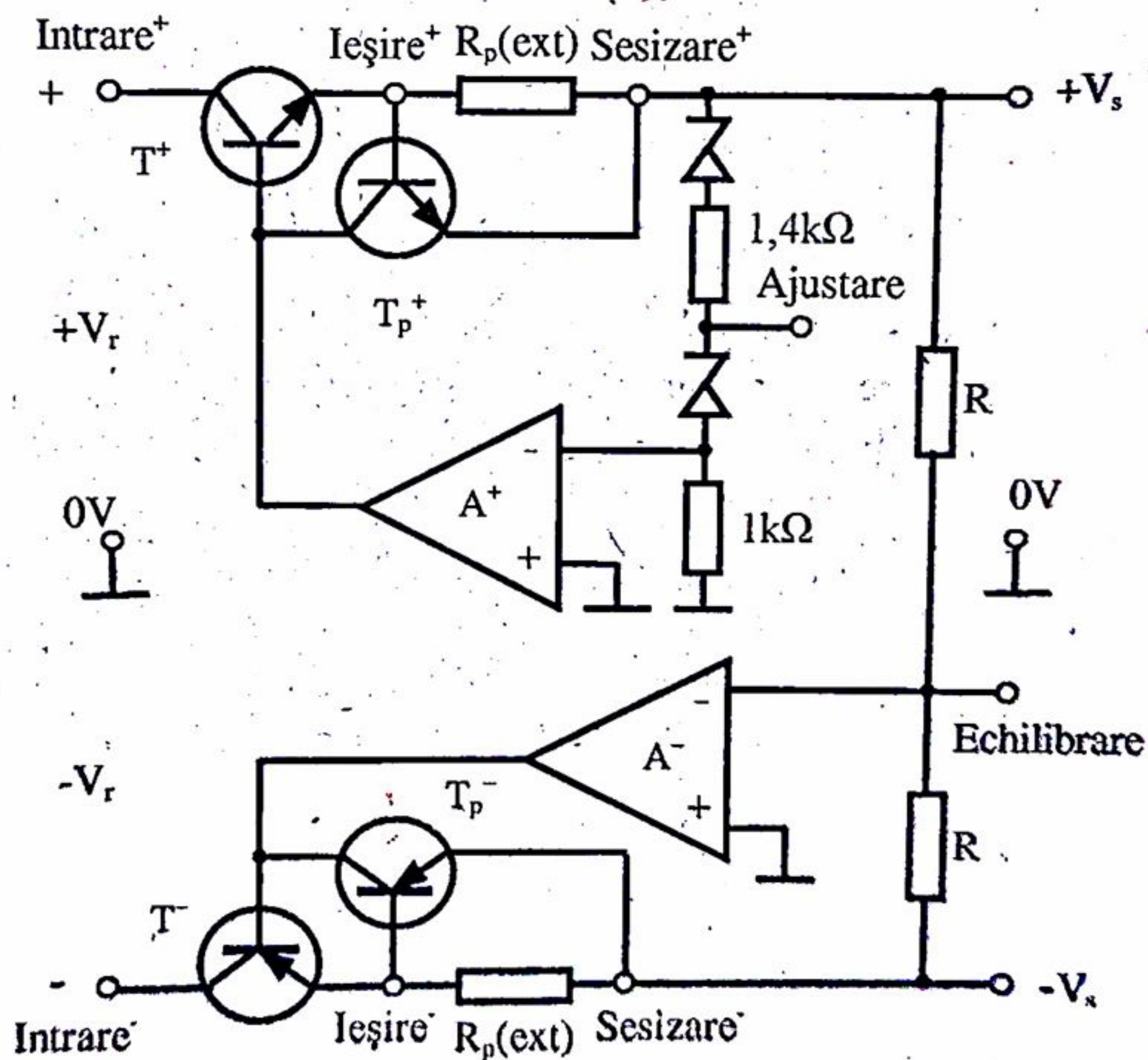


Fig.16.1. Principiul regulatorului dual 1468.

Conexiunile la capsula circuitului integrat ROB1468 sunt date în fig.16.2. Se constată că la capsula metalică lipsește terminalul „Echilibrare” care se asigură egalizarea celor două tensiuni când acestea nu au rezultat identice din fabricație.



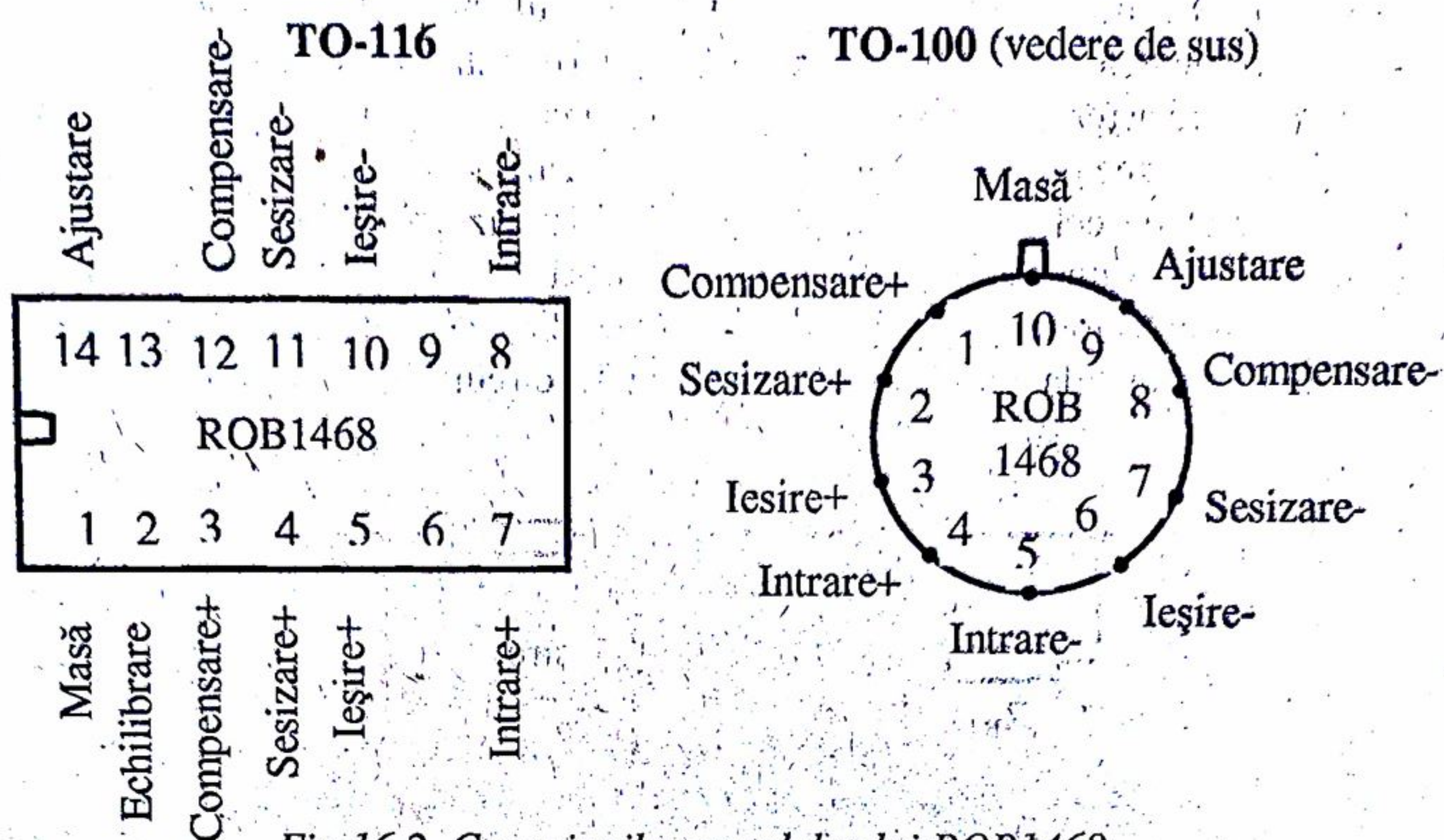


Fig.16.2. Conexiunile capsulelor lui ROB1468.

Principalele mărimi limită și caracteristici ale circuitului integrat ROB1468 sunt [10], [9]:

- tensiuni maxime de intrare:  $\pm 30V$ ,
- curent maxim de ieșire (prin  $T^+$  și  $T^-$ ): 100mA,
- putere disipată maximă pe capsula de plastic: 680mW și pe capsula metalică: 600mW,
- temperatura maximă a joncțiunilor:  $t_{jmax}=125^{\circ}C$ ,
- dezechilibrul tensiunilor de ieșire:  $\leq 0,3V$ ,
- variația maximă a tensiunii de ieșire pentru o modificare a tensiunii de intrare de la 18...30V:  $<10mV$ ,
- variația maximă a tensiunii de ieșire pentru o modificare a curentului de sarcină de la 0...50mA:  $<10mV$ ,
- rejecția tensiunii de undulație: 75dB,
- tensiunea minimă pe tranzistoarele de reglaj (diferența minimă dintre intrare- ieșire: 2V,
- curent consumat în gol:  $\leq 4mA$ , de la sursa pozitivă și  $\leq 3mA$ , de la sursa negativă,
- coeficientul de temperatură al tensiunii stabilizate:  $0,4mV/^{\circ}C$  [10],
- temperatura de funcționare: 0 ...  $+70^{\circ}C$ .

Pentru limitarea curentului prin sarcină și prin integrat la fiecare din cele două surse, se poate utiliza limitarea simplă sau limitarea cu întoarcere [10] ca și la stabilizatorul LM723 prezentat anterior.



Conectarea tranzistoarelor externe la circuitul integrat se face ca în fig.16.3, necesitând verificarea și eventual ajustarea experimentală a căderii de tensiune și curentului prin rezistențele  $R_B$ . Acestea se dimensionează astfel ca la deschiderea tranzistoarelor externe (cu  $V_{BE}=0,8...1V$  pentru siliciu), prin tranzistoarele integrate să circule un curent de cel mult 20mA [10]. Ca și în cazul elementului de reglare cu tranzistoare în conexiune Darlington, este necesar să se asigure aici o tensiune minimă între emitorul și colectorul tranzistorului extern, de 2,8...3V, pentru evitarea saturației.

Nu este posibilă atașarea la acest tip de circuit integrat a elementului de reglare cu două tranzistoare în serie.

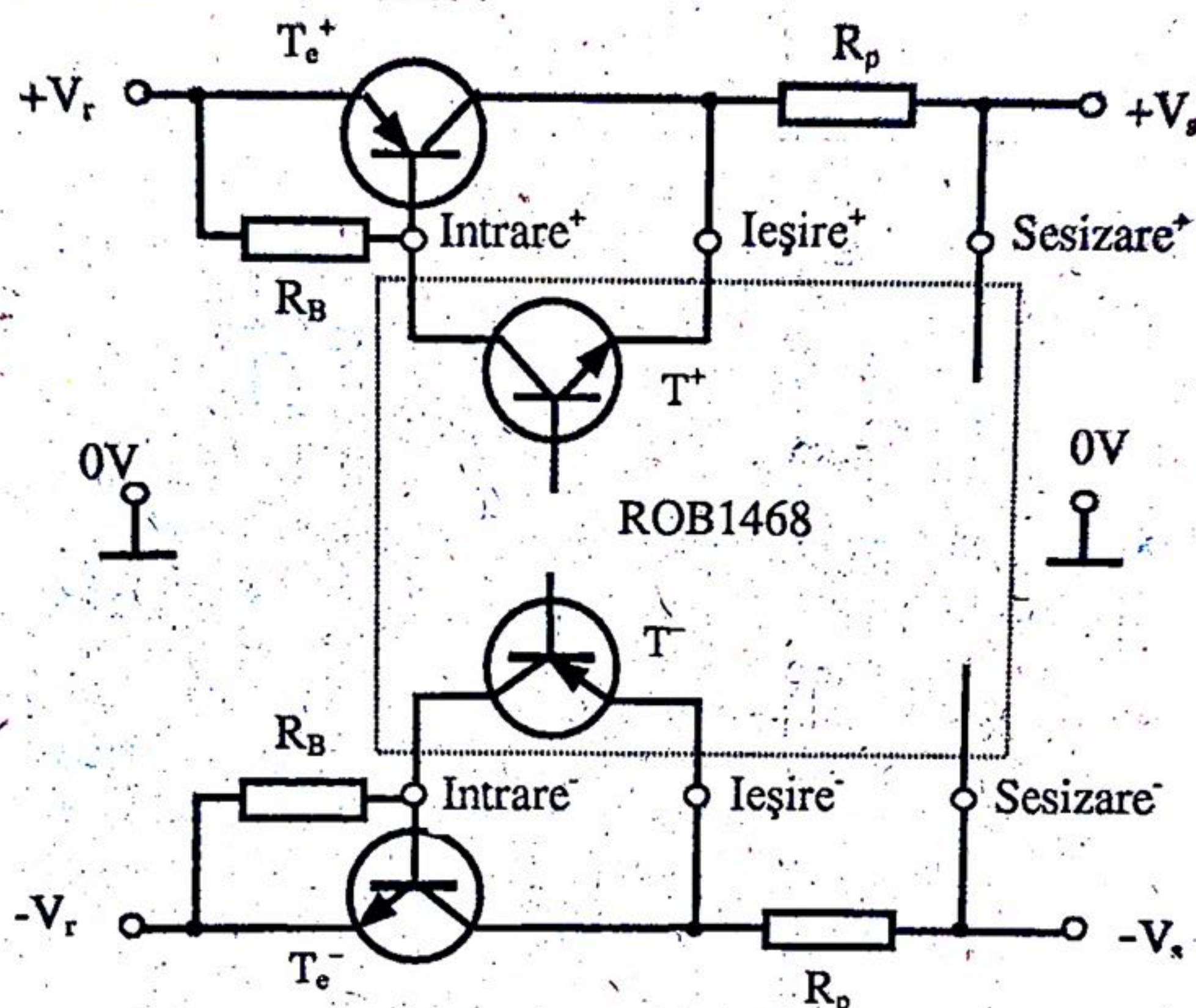


Fig.16.3. Conectarea unor tranzistoare externe la regulatorul 1468.

În fig.16.4 se prezintă un stabilizator dual cu 1468 care furnizează două tensiuni identice – una pozitivă și alta negativă față de terminalul „Masă”. Tensiunile pot avea valoarea cuprinsă în domeniul 14,5...15,5V [32] din cauza dispersiei de fabricație și nu se pot ajusta la 15V. Se poate realiza doar „echilibrarea”, adică aducerea tensiunii negative la valoarea tensiunii pozitive care este fixă. Echilibrarea se face cu ajutorul rezistenței semireglabile de 500Ω.

Stabilizatorul este potrivit pentru aplicații în care sarcina nu impune valoarea exactă de 15V a tensiunii de ieșire și nu consumă curent mai mare decât 50mA pe fiecare sursă. În fig.6.4 s-a prevăzut o limitare simplă de curent care nu protejează circuitul integrat și la scurtcircuit în cazul unor curenți de sarcină peste 10...15mA.

Performanțele stabilizatorului sunt în conformitate cu cele date în catalog; pentru o variație a tensiunii de intrare de 2V, tensiunea de ieșire se modifică cel mult



2mV iar la variația curentului de sarcină între 0...50mA. Modificarea tensiunii de ieșire este de valoare sub 10mV. Puterea disipată maximă pe capsulă fiind limitată la 670mW (din care cca 120mW corespunde consumului propriu al integratului), este necesară limitarea curentului la 50mA.

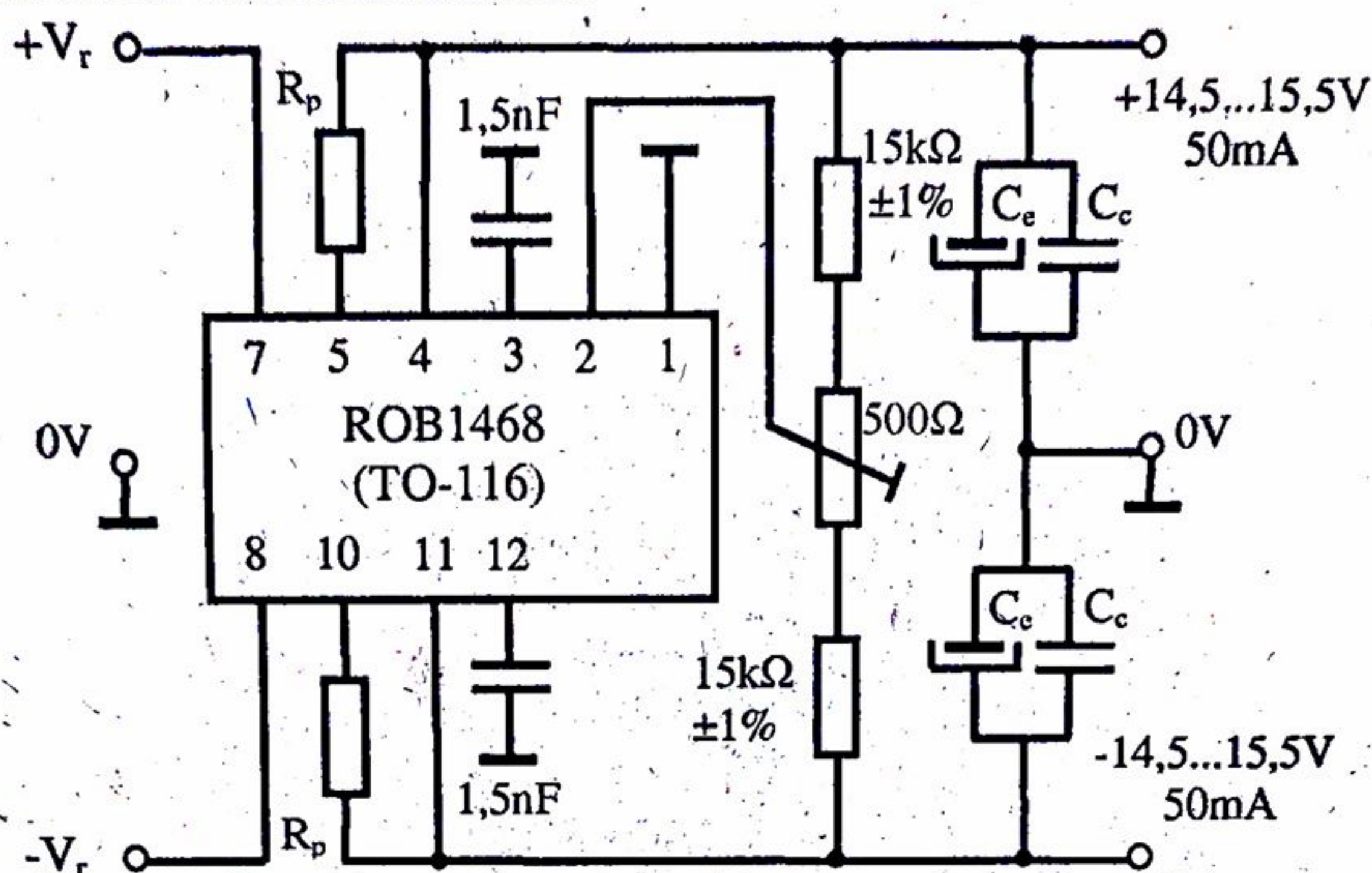


Fig.6.4. Stabilizator dual de tensiune 14,5...15,5V / 50mA.

Pentru sarcini care consumă curenți diferiți de la cele două ieșiri este posibilă creșterea unuia dintre curenții prevăzuți mai sus (50mA), în contul reducerii cu aceeași cantitate a celuilalt. Este însă necesară, în acest scop, recalcularea rezistențelor  $R_p$  (pe care trebuie să cadă o tensiune de cca. 0,6V) la curentul maxim corespunzător ieșirii respective. Desigur, este necesar calculul corespunzător al celor două redresoare de alimentare.

În fig.16.5 se prezintă un stabilizator dual cu circuit integrat 1468 la care este posibilă ajustarea tensiunii pozitive la +15V și prin echilibrare – aducerea tensiunii negative la -15V. Datorită acestei ajustări, curentul maxim al stabilizatorului poate fi mărit la 60mA pentru fiecare sursă. Și aici este posibilă „dezechilibrarea” curenților maximi de sarcină (fără a se depăși pe o ieșire 100mA), cu recalcularea corespunzătoare a rezistențelor  $R_p$  și a redresoarelor de alimentare.

Pentru ajustarea la 15V a tensiunii pozitive (atât în cazul când se utilizează un circuit integrat cu tensiunea fără ajustare sub 15V cât și în cazul când se utilizează unul cu tensiunea peste 15V) a fost necesară introducerea între tensiunea pozitivă, terminalul „Ajustare” și masă a unui divizor compus din două rezistențe fixe și două ajustabile. Rezistențele fixe limitează domeniile de ajustare și evită deteriorarea circuitului integrat când una dintre rezistențele ajustabile este la limită. Ajustările tensiunii pozitive se fac astfel. Stabilizatorul se pune în funcțiune în gol sau pe o sarcină ce consumă curent  $\ll 60\text{mA}$ . Rezistența ajustabilă  $P_2$  se introduce complet



(100k $\Omega$ ) și cu rezistență ajustabilă  $P_3$  (250k $\Omega$ ) se încearcă aducerea la 15V a tensiunii pozitive. Dacă operația nu reușește (adică tensiunea pozitivă rămâne deasupra lui 15V), se scoate complet sau aproape complet rezistența  $P_2$  și se încearcă ajustarea tensiunii pozitive cu rezistența  $P_3$ . În mod normal, ajustarea trebuie să reușească. Divizorul a fost dimensionat astfel încât să se poată face operația chiar și pentru unele circuite integrate care fără ajustare au tensiunea ușor în afara domeniului 14,5...15,5V. În continuare este necesară aducerea la 15V a tensiunii negative prin echilibrare cu potențiometrul  $P_1$ . Performanțele de la stabilizatorul fără ajustare se mențin și aici.

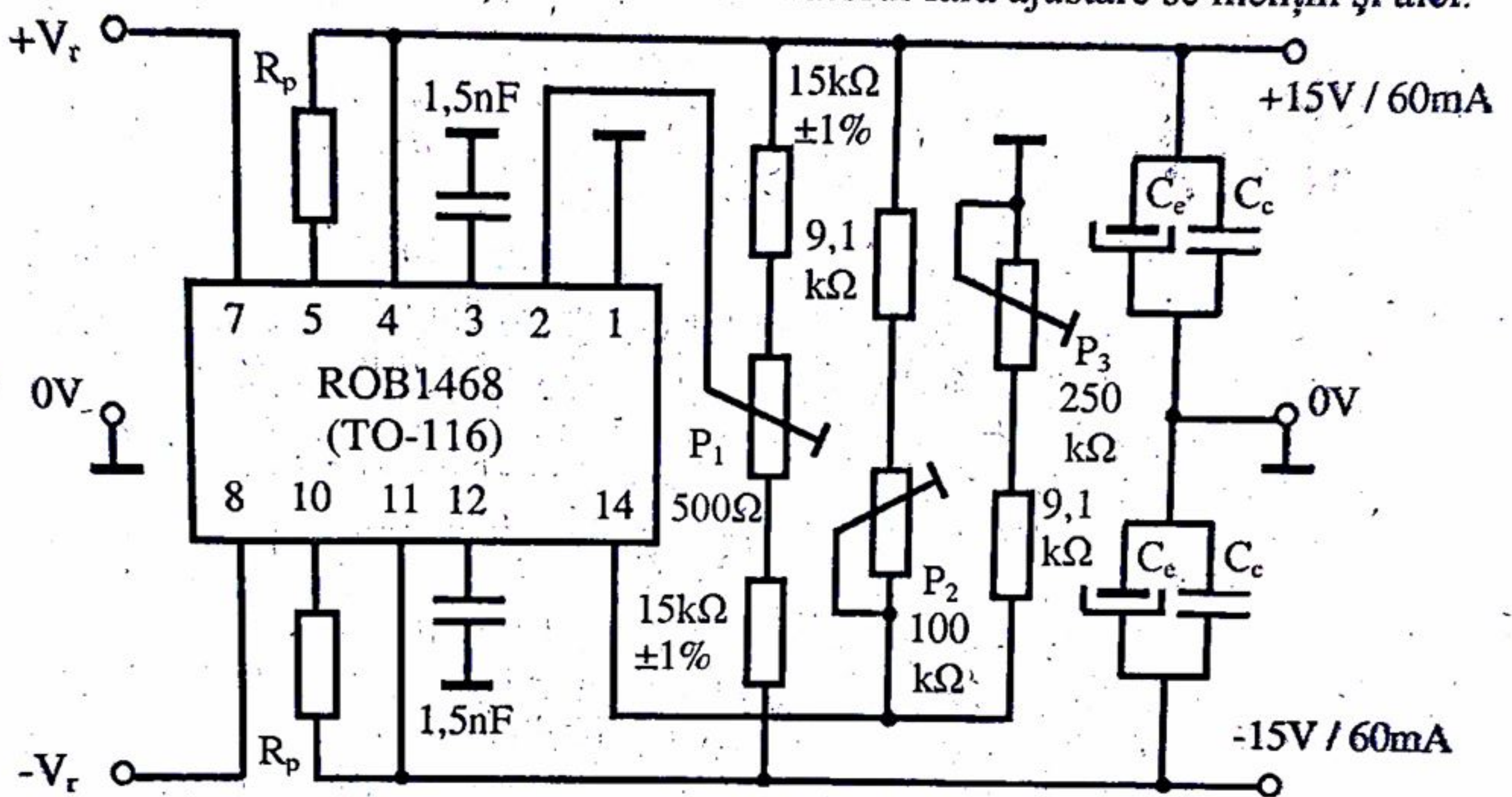


Fig.16.5. Stabilizator dual de tensiune 15V / 60mA.

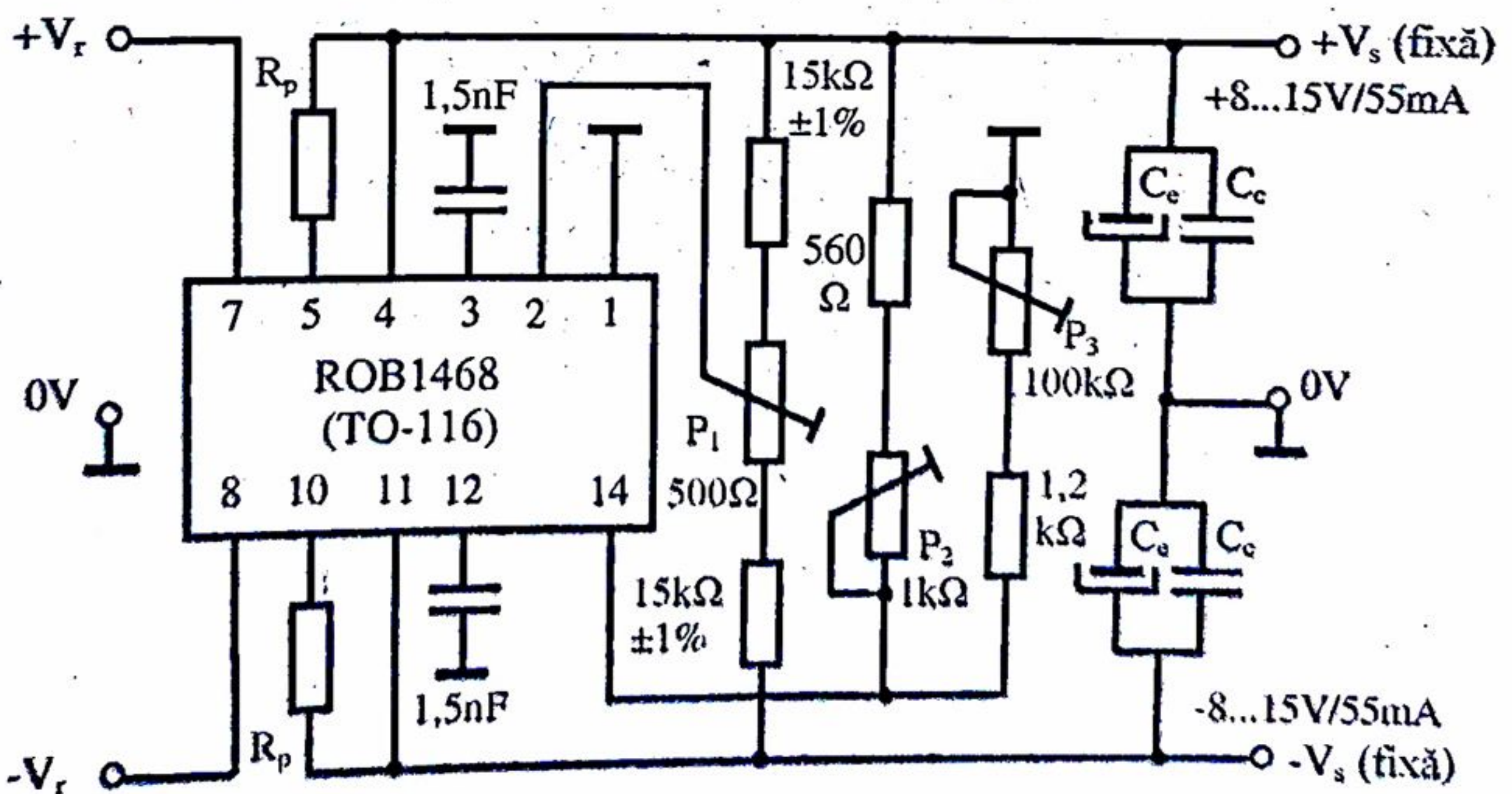


Fig.16.6. Stabilizator dual de tensiune 8...15V/55mA.



În fig.16.6 se prezintă un stabilizator dual cu tensiunile cuprinse între 8-15V. El este recomandat ca stabilizator de tensiuni fixe, cuprinse în domeniul dat, pentru că, în cazul tensiunii de ieșire variabile, se impune folosirea unei tensiuni de alimentare fixe de valoare nominală 20V și limitarea curentului prin sarcină la o valoare mult mai mică. Ajustarea tensiunii pozitive se face, deci, în gol sau pe o sarcină ce consumă curent redus. Echilibrarea se face după această ajustare.

Pentru ajustarea unei tensiuni de la limita inferioară a gamei (apropiată de 8V), rezistența  $P_3$  trebuie introdusă complet în circuit, iar cu rezistența  $P_2$  se aduce tensiunea pozitivă de la ieșire la valoarea normală. Pentru ajustarea unei tensiuni apropiate de limita superioară a gamei se reduce rezistența  $P_3$  spre zero până ce tensiunea  $+V_s$  se apropie de valoarea dorită iar cu rezistența  $P_2$  se face reglarea fină a valorii acesteia.

Un stabilizator dual cu tensiune reglabilă la care să nu fie necesară echilibrarea după fiecare modificare a tensiunii pe sarcină se poate realiza cu circuitul integrat ROB1468 numai pentru gama de tensiuni 8 – 12V, întrucât peste 12,5V se deschid diodele Zener din divizorul de tensiune integrat [10], iar ramurile acestuia nu prezintă simetrie satisfăcătoare. Performanțele stabilizatorului sunt cele prezentate în aplicațiile anterioare. Este posibilă și aici dezechilibrarea curenților de sarcină fără ca cel mai mare dintre aceștia să depășească 100mA. Este necesară, însă, recalcularea rezistențelor  $R_p$  și a redresoarelor de alimentare.

În fig.16.7 se prezintă un stabilizator dual cu tensiunile de ieșire cuprinse între 15...20V, care asigură sarcinii curenți până la 50mA (sau dezechilibrați dacă se iau măsurile corespunzătoare, cum s-a arătat mai sus). Și în acest caz este necesar circuitul extern de echilibrare chiar dacă în manuale este omis. Ca și în cazul precedent, se recomandă folosirea stabilizatorului cu tensiuni de ieșire fixe, ajustate initial în gol.

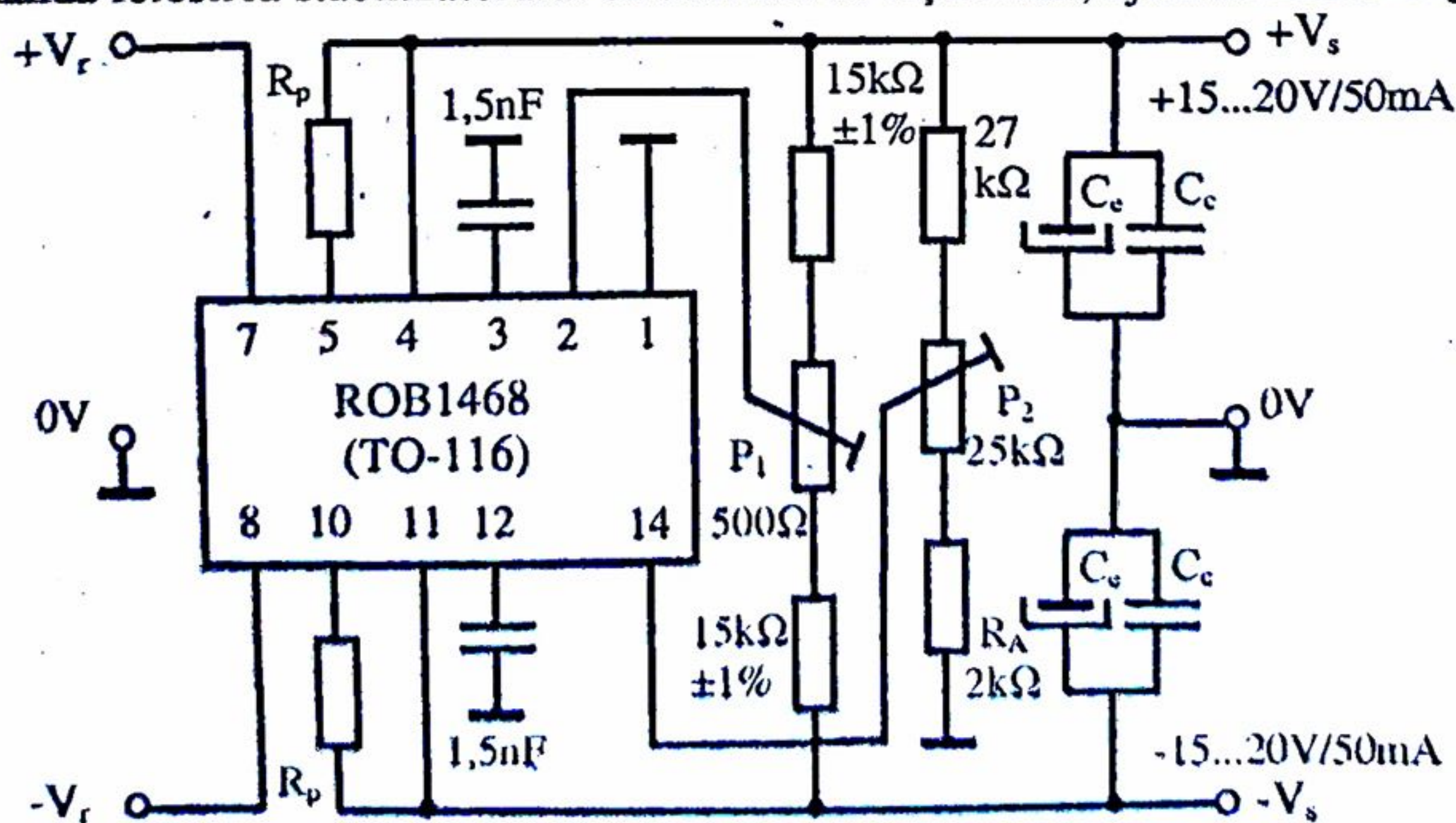


Fig.16.7. Stabilizator dual de tensiune 15...20V/50mA.



Ajustarea tensiunii pozitive se face cu rezistența  $P_2$ . Pentru evitarea utilizării a două rezistențe ajustabile (ceea ce ar fi permis o ajustare fină) s-a adoptat pentru  $P_2$  o valoare mai redusă decât cea recomandată [10], asigurându-se totuși un reglaj acceptabil în gama 15 – 20V pentru majoritatea capsulelor ROB1468. Când cursorul lui  $P_2$  se află în poziția de jos, tensiunea de ieșire pozitivă are o valoare de aproximativ 20V. Se atrage atenția asupra faptului că rezistența  $R_A$  din divizorul de ajustare nu poate fi de valoare mai mică decât  $2k\Omega$  întrucât, din cauza curentului prin ea, este posibilă defectarea circuitului integrat.

Față de alte circuite anterioare, curentul maxim de sarcină a fost micșorat la 50mA din cauza puterii disipate în gol pe circuitul integrat mai mare la tensiunea de alimentare din acest caz.

Pentru a furniza sarcinii curenți mai mari decât 50...60mA, în cazul alimentării stabilizatorului de la redresoare (care prezintă variații de tensiune provocate de rețea), este necesară atașarea unor tranzistoare externe de putere corespunzătoare la circuitul integrat, așa cum s-a arătat în fig.16.3. Valoarea rezistenței  $R_B$  din fig.16.3 nu trebuie totuși să fie redusă ( $47\Omega$ ) cum se recomandă în [10], deoarece în cazul unor stabilizatoare de curent mare crește inutil puterea disipată pe circuitul integrat. Se propune utilizarea unor rezistențe cu aproape un ordin mai mare ( $390\Omega$ ).

În cazul folosirii tranzistoarelor externe, diferența minimă de tensiune între colectorul și emitorul acestora trebuie să fie de 2,8 – 3,0V, pentru ca tranzistorul de reglare integrat (tranzistor compus) să lucreze suficient de departe de saturație (2V).

Admițând funcționarea circuitului integrat ROB1468 până la curentul de ieșire de 50mA și folosind tranzistoare externe cu factor de amplificare de curent suficient de ridicat ( $\geq 40$ ), se pot realiza stabilizatoare duale pentru curenți de sarcină de ordinul 2A (la temperatura mediului  $t_{\text{amax}} \leq 30^\circ\text{C}$ ).

## 16.2. Relații de calcul

Datele inițiale pentru dimensionarea unui stabilizator dual cu circuit integrat 1468 pentru tensiune fixă sunt:

- tensiunea stabilizată pe sarcină:  $\pm V_s$ ,
- curenții maximi de sarcină la cele două ieșiri:  $I_{\text{simax}+}$ ,  $I_{\text{simax}-}$ ,
- specificarea tipului protecției prin limitare de curent: simplă sau cu întoarcere (în cazul când limitarea simplă nu asigură și protecția la scurtcircuit),
- variația procentuală a tensiunii rețelei de alimentare a redresorului:  $100\Delta V_{r0}/V_{r0}$  și  $100\Delta V_{ro}/V_{ro}$ ,
- temperatura maximă a mediului ambiant,
- tipul capsulei circuitului integrat.

În continuare se va face dimensionarea stabilizatorului de tensiune fixă, pentru curenți egali în sarcinile conectate la ieșiri. Nu este dificil să se efectueze calculul



separat pentru cele două surse și să se însumeze puterile disipate pe circuitul integrat comun. Așa cum s-a arătat, stabilizatorul se poate face cu tensiune variabilă numai în gama 8...12V.

Pentru dimensionarea stabilizatorului se parcurg următoarele etape.

a) Se stabilește necesitatea tranzistoarelor externe. Astfel, dacă cei doi curenți de sarcină de la ieșirile sursei pozitive și sursei negative sunt egali sau apropiați și nu depășesc valorile orientative (pentru  $t_{max}=30^{\circ}C$  și variație de  $\pm 10\%$  a tensiunii rețelei):

- 45mA pentru cazul surselor de  $\pm 14,5...15,5V$  și  $\pm 15...20V$ ,
- 50mA pentru cazul surselor de  $\pm 8...15V$ ,
- 55mA pentru cazul surselor de  $\pm 15V$ ,

atunci circuitul integrat poate fi utilizat fără atașarea tranzistoarelor axterne. Această soluție este în general valabilă și în cazul în care media curenților inegali este sub valoarea corespunzătoare de mai sus (fără ca, bineînțeles, vreunul din curenți să depășească valoarea limită de 100mA).

Dacă se impune o temperatură maximă a mediului peste  $30^{\circ}C$  sau o variație procentuală mai mare a rețelei, este necesar să se reducă și curenții de mai sus, ceea ce se va constata în cadrul calculelor ce vor urma.

Când intervine o altă situație decât cele de mai sus, este necesară folosirea tranzistoarelor externe ca în fig.16.3.

b) Se stabilește amplitudinea pulsațiilor tensiunii redresate,  $v_{rlm}$ , dispunând de relația (2.3) care furnizează o valoare orientativă. Se determină apoi tensiunea de alimentare minimă cu relația

$$V_{rmin} = V_s + V_{CEs} + v_{rlm} + V_{po} + V_{BEmax} + 0,5 \quad [V],$$

unde:  $V_{CEs}=1,5V$  reprezentând tensiunea la limita regiunii de saturație între colectorul și emitorul tranzistorului compus  $T^+$  sau  $T^-$  (fig.16.1),

$V_{po}=0,6V$  sau  $V_{pio}=1...1,5V$ , reprezintă căderea de tensiune pe rezistența  $R_p$  care asigură intrarea în funcțiune a limitării de curent simplă respectiv cu întoarcere,

$V_{BEmax}=0,8...1V$  reprezintă tensiunea pe joncțiunea emitoare a tranzistoarelor externe la curentul de sarcină maxim și intervine în relație numai dacă acestea se folosesc.

0,5V reprezintă o rezervă față de limitarea regiunii de saturație și pentru a acoperi imprecizia de realizare a redresorului.

Se poate constata că  $V_{CEs}$  împreună cu rezerva de 0,5V asigură pe tranzistoarele  $T^+$  și  $T^-$  tensiunea minimă de 2V prevăzută de catalog [10] [24].

Protecția tranzistoarelor externe la scurtcircuit se poate realiza prin limitare simplă de curent, dar cu supradimensionarea radiatoarelor tranzistoarelor sau prin limitare de curent cu întoarcere. Ultima soluție are în general puține șanse de reușită în cazul când se admite o tensiune  $U_{pio}$  redusă (de valoarea dată mai sus). Dacă s-a



adoptat inițial ultima soluție iar apoi se renunță la ea, se va face calculul începând cu punctul b, folosind pe  $V_{po}$  în loc de  $V_{pio}$ .

c) Adoptând căderea relativă de tensiune pe rezistența internă a redresorului,  $\lambda=0,1$ , se determină valorile tensiunii de alimentare date de relațiile (2.5), (2.6), (2.7), (2.8). Se verifică îndeplinirea condiției  $V_{romax} < 30V$ .

d) Se adoptă curentul la care are loc limitarea, folosind relația (3.2). Se calculează puterea disipată maximă pe circuitul integrat ROB1468 când lipsesc tranzistoarele externe:

$$P_{dmaxCI} \leq 2I_{lim}(V_{rmax} - V_s - V_{po}) + 7V_{rmax} \quad [mW, mA] \quad (16.1)$$

unde coeficientul 2 se datorește celor două surse din integrat iar coeficientul 7 reprezintă suma curenților consumați de cele două surse în gol (în mA). Aici, în loc de  $V_{po}$  se va introduce  $V_{pio}$  când se utilizează protecția prin limitare de curent cu întoarcere. Dacă

$$P_{dmaxCI} > P_{dMAXCI} = P_{dMAX25} \frac{t_{jMAX} - t_{amax}}{t_{jMAX} - 25} \quad (16.2)$$

(unde  $P_{dMAX25}$  reprezintă puterea disipată maximă a circuitului integrat la  $t_a=25^\circ C$ ) rezultă necesitatea tranzistoarelor externe.

e) Puterea disipată maximă pe circuitul integrat în lipsa tranzistoarelor externe, în regim de scurtcircuit, în cazul unei limitări simple de curent, va fi

$$P_{dscCI} = 2I_{lim}(V_{rmax} - V_{po}) + 7V_{romax} \quad [mW, mA]$$

Aici s-a considerat cazul cel mai defavorabil (și mai puțin probabil) al scurtcircuitului simultan pe ambele surse din circuitul integrat. Aceasta poate fi mai mică decât puterea disipată maximă admisă  $P_{dMAXCI}$  a intergăului (din membrul drept al condiției 16.2) numai în cazul relativ rar în care  $I_{lim}$  este de ordinul 10 – 15mA. În rest este necesară o protecție cu limitare de curent cu întoarcere.

f) Când se utilizează tranzistoare externe, acestea se adoptă pe baza datelor

$$I_{CMAX} \geq 2I_{lim}$$

$$V_{CEo} > V_{rmax}(1+\lambda) - 0,4V_r - V_{po}$$

$$P_{dMAXT} = P_{dMAXT25} \frac{t_{jMAX} - t_{amax}}{t_{jMAX} - 25} > P_{dmaxT}$$

unde:  $P_{dMAXT25}$  este puterea disipată maximă a tranzistorului extern la  $t_a=25^\circ C$ ;

$$P_{dmaxT} = I_{lim}(V_{romax} - V_s - V_{po})$$

(cu  $V_{pio}$  dacă este cazul, în loc de  $V_{po}$ ) iar  $t_{jMAXT}$  corespunde tranzistoarelor externe. Se va încerca folosirea unor tranzistoare fără radiatoare, când se va lua

$$P_{dMAXoT} = P_{dMAXo25} \frac{t_{jMAXT} - t_{amax}}{t_{jMAXT} - 25}$$



în locul lui  $P_{dMAXT}$ . Dacă tranzistoarele vor avea radiatoare plane (vezi Anexa A1)

$$P_{dMAXT25} \leq 0,35 \dots 0,4 P_{tot}$$

g) În cazul utilizării tranzistoarelor externe puterea disipată maximă pe circuitul integrat va fi

$$P'_{dmaxCI} = 2 \left( I_{Bmax} + \frac{V_{BEmax}}{R_B} \right) (V_{rmax} - V_{BEmax} - V_s - V_{po}) + 7V_{rmax} \quad [mW, mA, k\Omega], \quad (16.3)$$

cu

$$I_{Bmax} = \frac{I_{lim}}{\beta_{Mmin}}$$

unde:  $\beta_{Mmin}$  este factorul minim de amplificare a curentului pentru tranzistorul extern adoptat, la curentul  $I_{lim}$ ,  $R_B = 0,39 k\Omega$  iar  $V_{BEmax}$  se poate preciza acum pentru curentul de bază  $I_{Bmax}$ .

Se verifică acum condiția (16.2) cu  $P'_{dmaxCI}$  în loc de  $P_{dmaxCI}$ , care decide asupra posibilității realizării stabilizatorului cu circuitul integrat ROB1468. La nevoie, se selectează tranzistoare cu  $\beta_{Mmin}$  mai mare, când  $P'_{dmaxCI}$  scade.

h) Puterea disipată maximă pe tranzistoarele externe în regim de scurtcircuit în cazul limitării simple de curent este

$$P_{dscT} = I_{lim} (V_{rmax} - V_{po}),$$

care poate fi suportată de acestea numai dacă, în lipsa radiatorului, există rezervă de putere până la  $P_{dMAXoT}$ , sau dacă se dimensionează radiatorul corespunzător. Neîndeplinirea condiției

$$P_{dMAXoT} \text{ sau } P_{dMAXT} > P_{dscT},$$

poate impune necesitatea folosirii protecției prin limitare de curent cu întoarcere.

i) Puterea disipată maximă pe circuitul integrat, în cazul folosirii tranzistoarelor externe, în regim de scurtcircuit, cu limitare simplă de curent va fi

$$P'_{dscCI} = 2 \left( I_{Bmax} + \frac{V_{BEmax}}{R_B} \right) (V_{rmax} - V_{BEmax} - V_{po}) + 7V_{rmax} \quad [mW, mA, k\Omega]. \quad (16.4)$$

Dacă aceasta nu este mai mică decât puterea din membrul drept al condiției (16.2) și dacă nu se pot selecta tranzistoarele externe cu un factor  $\beta_{Mmin}$  mai mare, este necesară o protecție cu limitare de curent cu întoarcere.

j) Dacă la unul din punctele anterioare a rezultat ca necesară o protecție cu limitare de curent cu întoarcere iar în enunț este impusă protecția la scurtcircuit, se parcurge punctul h din paragraful 3.2 sau punctul l din paragraful 4.2, după cum stabilizatorul este fără sau cu tranzistoare externe.

În cazul când acest tip de protecție a fost impus de circuitul integrat, în relația curentului de scurtcircuit în locul puterii disipate maxime se va introduce  $P_{dMAXCI}/2$  (cu  $P_{dMAXCI}$  dată de relația (16.2)). În situația când protecția cu întoarcere a fost impusă de tranzistorul extern, se va folosi puterea  $P_{dMAXoT}$  sau  $P_{dMAXT}$ , după caz.



k) Se parcurg punctele i, j, k și l din paragraful 3.2 considerând valabilă cu aproximație și pentru circuitul integrat ROB1468 dependența de temperatura  $t_j$  a tensiunii de protecție  $V_p$  dată la circuitul integrat LM723 (fig.3.6).

La punctul i) se va lua  $R_{thja} = 150^\circ\text{C/W}$  și una din puterile disipate maxime:  $P_{dmaxCI}$ ,  $P'_{dmaxCI}$ , după cum stabilizatorul este fără sau cu tranzistoare externe.

Dacă tensiunea  $V_{pi}$  rezultă mai mare decât 1,5V, este indicat să se renunțe la protecția prin limitare de curent cu întoarcere și să se apeleze fie la completarea stabilizatorului cu tranzistoare externe fie la supradimensionarea radiatorului pentru aceseta, după caz. Există, desigur, și soluția de a se proteja stabilizatorul la scurtcircuit prin deconectare.

l) Se adoptă condensatoarele de la ieșirea stabilizatorului conform indicațiilor de la punctul p al paragrafului 3.2.

m) Se stabilește circuitul de ajustare a tensiunilor în funcție de valoarea  $V_s$  ce se realizează, pe baza cazurilor preentate în fig.16.4...16.7.

n) Se dimensionează, dacă este necesar, radiatorul pentru tranzistoarele externe (conform Anexei A3) folosind puterea  $P_{dmaxT}$  sau  $P_{dscT}$ , după caz.

o) Se regroupează datele de proiectare pentru redresoarele de alimentare a stabilizatoarelor din circuitul integrat.

### 16.3. Exemplu de calcul

Se va dimensiona un stabilizator dual cu datele  $V_s=15\text{V}$ ;  $I_{smax}=0,5\text{A}$  (la ambele surse). Nu este obligatorie protecția la scurtcircuit. Tensiunea rețelei variază cu  $\pm 5\%$ , temperatura  $t_{amax}=30^\circ\text{C}$ . Este disponibil integrat în capsulă de plastic.

Stabilizatorul necesită tranzistoare externe. Din relația 2.3 rezultă  $v_{rlm}=0,5\text{V}$ . Apoi se determină

$$V_{romin} = V_s + V_{CEIs} + v_{rlm} + V_{BEmax} + 0,5 = 15 + 1,5 + 0,5 + 0,6 + 0,9 + 0,5 = 19\text{V}$$

unde s-a considerat o protecție cu limitare simplă de curent și s-a apreciat  $V_{BEmax}=0,9\text{V}$ .

Cu  $\lambda=0,1$  rezultă, după calcule ce nu se mai includ aici,  $V_{ro}=20,1\text{V}$ ;  $V_{rmax}=21,2\text{V}$ ;  $V_{ro:max}=24,2\text{V}$ . Se constată că  $V_{ro:max}<30\text{V}$ .

Se admite

$$I_{lim} = 1,05 I_{smax} = 1,05 \cdot 0,5 = 0,525\text{A}$$

Puterea disipată maximă admisă pe circuitul integrat, corectată cu temperatura mediului, este

$$P_{dMAXCI} = P_{dMAX25} \frac{t_{jMAX} - t_{amax}}{t_{jMAX} - 25} = 670 \frac{125 - 30}{125 - 25} = 634\text{mW}$$

Se determină puterea disipată maximă pe tranzistoarele externe în regim de limitare simplă a curentului



$$P_{dmaxT} = I_{lim} (V_{rmax} - V_s - V_{po}) = 0,535(21,2 - 15 - 0,6) = 2,94W$$

Se adoptă tranzistoare de tipul BD136 (pnp) și BD135 (nnp) cu datele [17]:

$$I_{Cmax} = 1A \approx 2I_{lim} = 2 \cdot 0,525 = 1,05A;$$

$$V_{CEo} = 45V > V_{rmax} (1 + \lambda) - 0,4\lambda V_{ro} - V_{po} = 21,21,1 - 0,40,120,1 - 0,6 = 21,9V;$$

$$P_{dMAXoT} \approx 1W; P_{tot} = 12W; t_{jMAX} = 150^\circ C;$$

$$P_{dMAXT25} \approx 0,35P_{tot} = 0,35 \cdot 12 = 4,2W;$$

$$P_{dMAXT} = P_{dMAXT25} \frac{t_{jMAXT} - t_{amax}}{t_{jMAXT} - 25} = 4,2 \frac{150 - 30}{150 - 25} = 4,03W > P_{dmaxT}$$

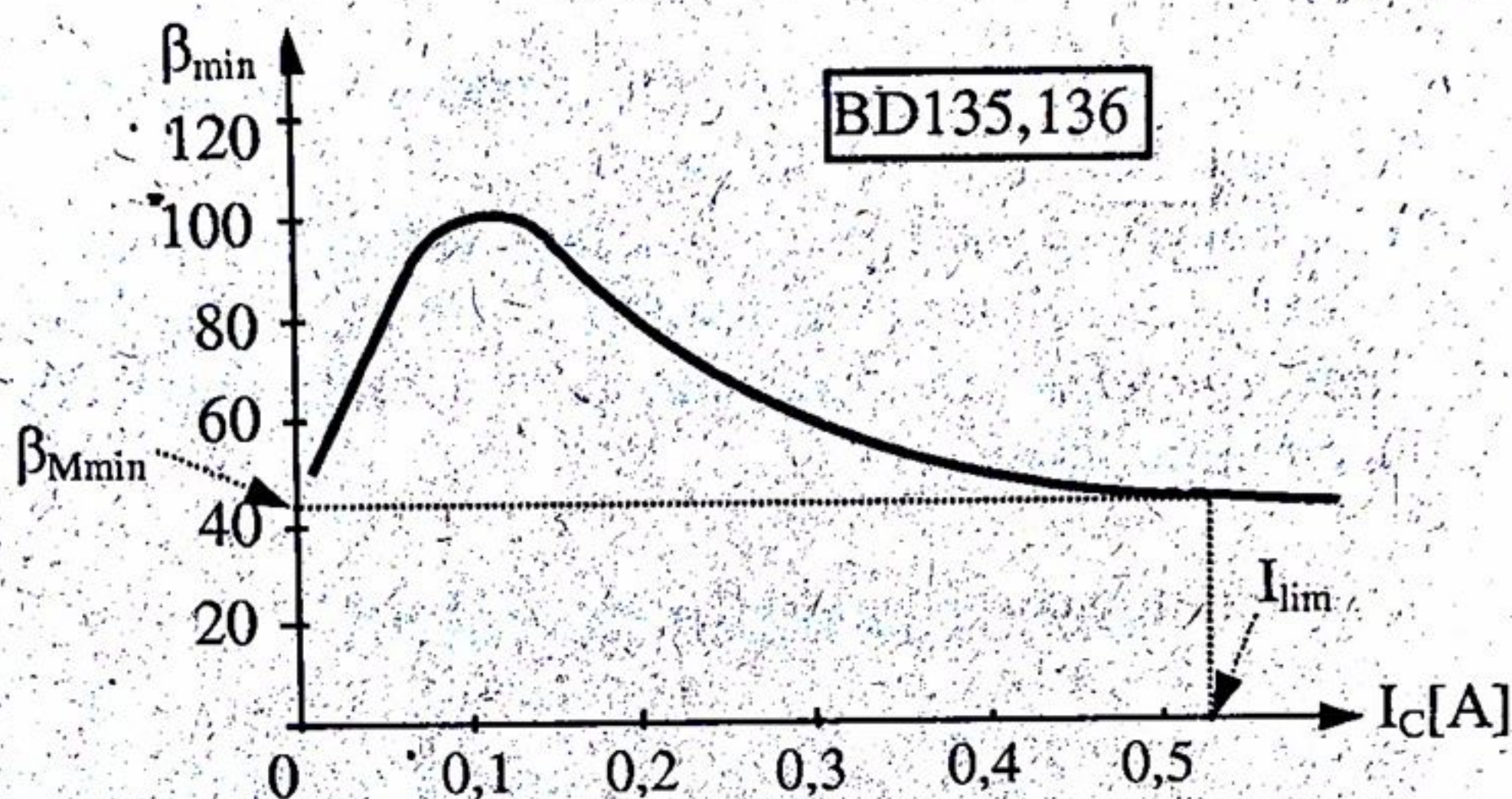


Fig. 16.8. Amplificarea de curent minimă a tranzistoarelor BD135, 136.

Se stabilește factorul de amplificare  $\beta_{Mmin} = 45$  la curentul  $I_C = I_{lim} = 0,525A$  din diagrama dată în fig. 6.8 și tensiunea  $V_{BEmax} = 0,84V$  la curentul

$$I_{Bmax} = \frac{I_{lim}}{\beta_{Mmin}} = \frac{525}{45} = 11,6mA,$$

cu ajutorul diagramei din fig. 16.9, considerând cele două tranzistoare identice. Rezultă puterea disipată maximă pe circuitul integrat

$$\begin{aligned} P'_{dmaxCI} &= 2 \left( I_{Bmax} + \frac{V_{BEmax}}{R_B} \right) (V_{rmax} - V_{BEmax} - V_s - V_{po}) + 7V_{rmax} = \\ &= 2 \left( 11,6 + \frac{0,84}{0,39} \right) (21,2 - 0,84 - 15 - 0,6) + 7 \cdot 21,2 = 239mW \end{aligned}$$

Condiția (16.2) se verifică.

În regim de scurtcircuit, cu limitare simplă de curent, pe tranzistoarele externe apare o putere:

$$P_{dscT} = I_{lim} (V_{rmax} - V_{po}) = 0,525(21,2 - 0,6) = 10,8W > P_{dMAXT},$$



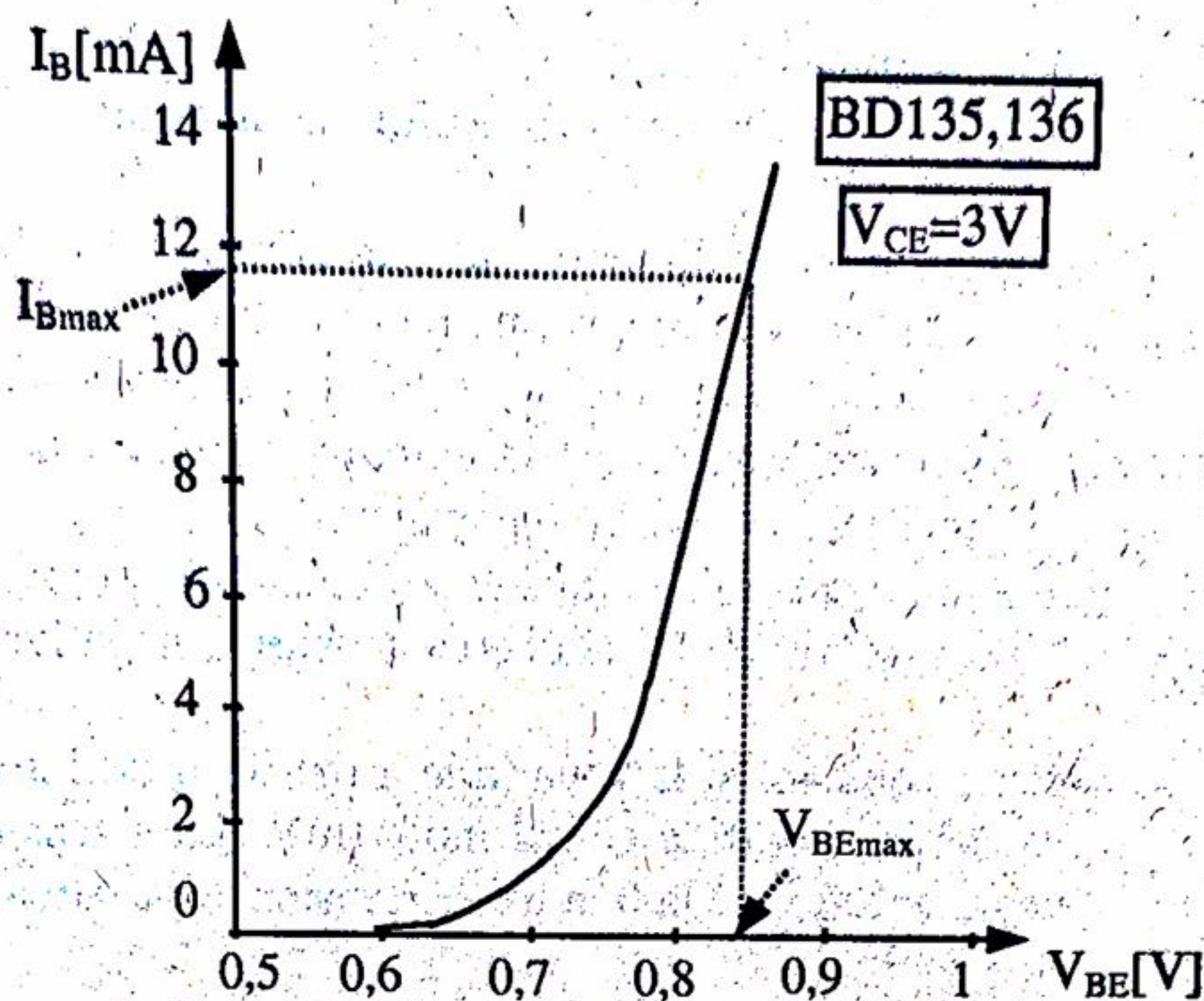


Fig.16.9. Caracteristica de intrare a tranzistoarelor BD135,136.

pe care acest tip de tranzistor nu o poate suporta nici cu radiator!

Puterea disipată în același regim pe circuitul integrat este dată de relația (16.4), și anume  $P'_{dscCI}=534\text{mW}$  care este mai mică decât  $P_{dMAXCI}$ , deci circuitul integrat ar putea suporta scurtcircuitul simultan pe ambele surse.

Încercând realizarea unei protecții prin limitare de curent cu întoarcere, s-au calculat cu relațiile (3.4), (3.5), (3.6) mărimile  $V'_{romax}=24\text{V}$ ;  $R_{ir}=3,94\Omega$  și  $I_{sc}=0,14\text{A}$ , folosind drept putere maximă suportată de tranzistor (relația 3.4) pe  $P_{dMAX}=4,03\text{W}$  (ceea ce se obține cu un radiator relativ mare). Întrucât  $I_{sc}<0,4I_{lim}$ , protecția cu întoarcere nu are șanse de reușită și se renunță la ea. O posibilitate de a face stabilizatorul dual cu tranzistoare externe rezistent la scurtcircuit este aceea de a adopta alte tranzistoare, de putere mai mare, ca de exemplu MJ2955 sau 2N5871 (pnp) și 2N3055 (npn), și folosind o limitare de curent simplă. Se dimensionează atunci radiatoarele pentru aceste tranzistoare la puterea disipată  $P_{dscT}=10,8\text{W}$ . Cu aceste tipuri de tranzistoare reușește, de asemenea, o protecție prin limitare de curent cu întoarcere.

Se determină temperatura maximă a circuitului integrat pentru o putere disipată  $P'_{dmaxCI}=239\text{mW}$

$$t_{jmax}=t_{a max}+P'_{dmaxI}\cdot R_{ja}=30+239\cdot 10^{-3}\cdot 150=55,8^{\circ}\text{C},$$

și rezultă

$$V_p=0,7-1,7\cdot 10^{-3}\cdot t_{jmax}=0,7-1,7\cdot 10^{-3}\cdot 55,1=0,605\text{V}$$

$$R_p=\frac{V_p}{I_{lim}}=\frac{0,605}{0,525}=1,15\Omega,$$



ultima, în cazul unei limitări simple de curent.

Condensatoarele de la ieșirea stabilizatorului se adoptă:  $C_e=100\mu\text{F}/25\text{V}$ ,  $C_{c1}=C_{c2}=47\text{nF}$ .

Schema finală a stabilizatorului dimensionat este prezentată în fig.16.10.

Redresorul de alimentare se va dimensiona pentru un curent de cca 530mA, o rezistență internă de  $4\Omega$  și pulsații cu amplitudinea 0,5V la curentul maxim.

Tranzistoarele se montează central pe radiatoare, verticale cu aripioare, din aluminiu cu rezistența termică  $R_{\text{thra}} \leq 3,5^\circ\text{C}/\text{W}$  (neexagerat).

La punerea în funcțiune, în gol, se ajustează tensiunea pozitivă la 15V din rezistența  $P_2$ , apoi se face echilibrarea – aducerea tensiunii negative la 15V – cu rezistența  $P_1$ .

La curent de sarcină constant și la o variație a tensiunii de intrare în limitele indicate, tensiunea pe sarcină se modifică cu cel mult 1mV. La o tensiune de intrare constantă și la o variație a curentului, de la 0 la 0,5A, tensiunea pe sarcină se modifică cu cel mult 9mV.

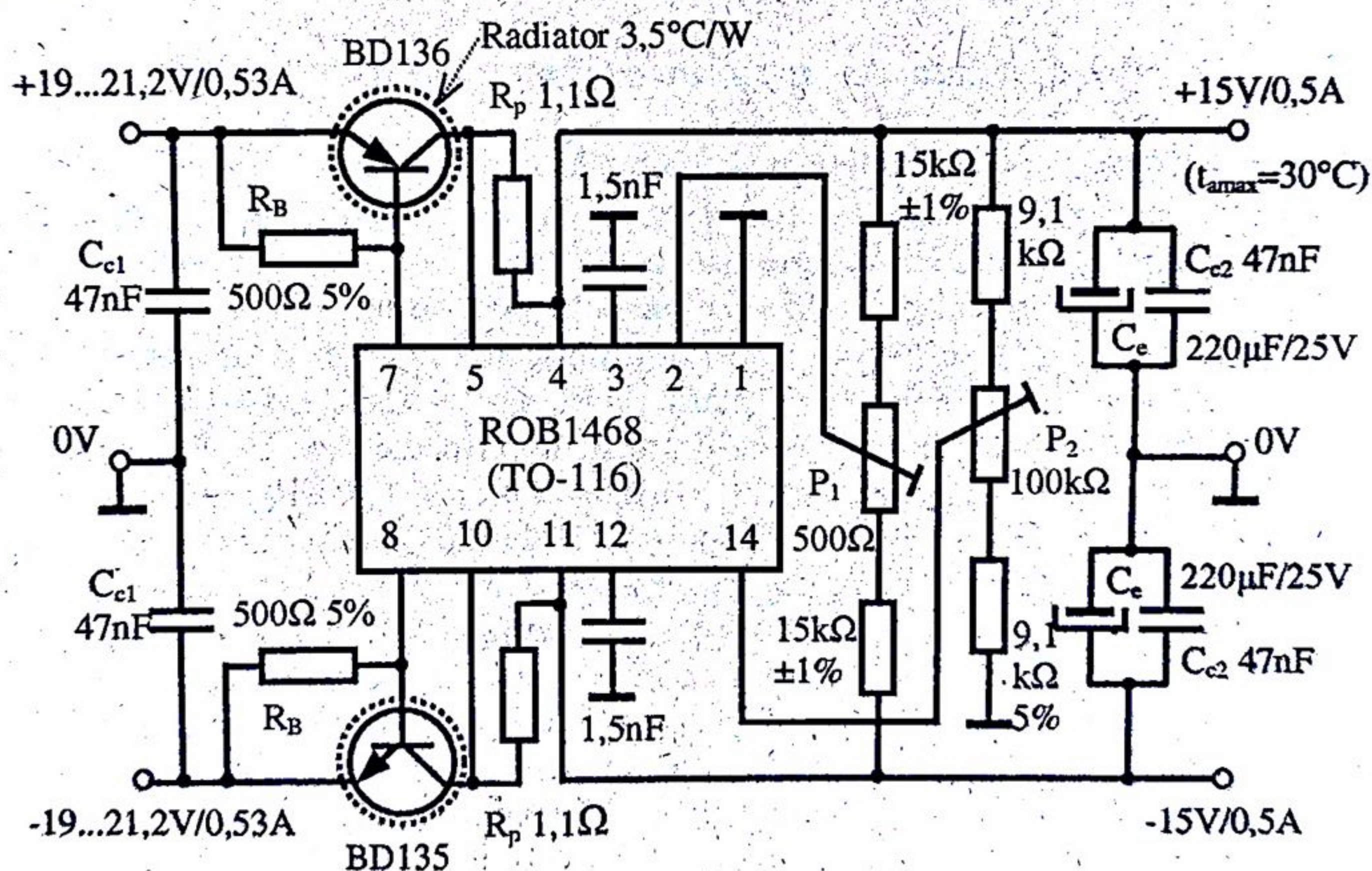


Fig.16.10. Stabilizator dual de 15V/0,5A cu tranzistoare externe.



## CAPITOLUL 17

## ALIMENTATOR DE TENSIUNE REDUSĂ CU FACTOR DE PUTERE CORECTAT, CU CIRCUIT INTEGRAT L6560

### 17.1. Generalități

Alimentările în curent continuu actuale, chiar dacă sunt de putere mică (pentru televizoare, calculatoare și alte aparate electronice), tind să perturbe rețeaua de joasă tensiune [6], [25]. Aceste perturbații, create de un factor de putere redus, devin supărătoare pentru alte sisteme electronice.

Un redresor obișnuit, cu filtru C, atinge un factor de putere de cca 0,6. Rezultă o supradimensionare a puterii instalate și apariția de armonici nedorite în rețea. Factorul de putere ar fi mai bun dacă s-ar utiliza filtre LC, dar bobina ar rezulta mare, costisitoare și ar introduce o cădere suplimentară de tensiune. Transformatorul de rețea, în cazul surselor de tensiune redusă izolate față de rețea, este de gabarit și greutate mare.

Alimentările în comutație au și ele factor de putere redus ( $\approx 0,6$ ), introduc în rețea perturbații, dar și radiază perturbații în aparate.

Poluarea armonică crescătoare a rețelei a condus la impunerea unor norme europene (IEC 555-2) care obligă proiectanții de aparate electronice să folosească corecția factorului de putere (PCF = „*power factor corrector*”).

Alimentările cu PCF realizează un curent sinusoidal preluat de la transformatorul de rețea (prezent de obicei în alimentatoare de tensiune mică sau din motive de izolare față de rețea) și în fază cu tensiunea alternativă. În primarul transformatorului sarcina apare ca rezistivă și factorul de putere se apropie de 1. Gabaritul transformatorului de rețea în acest caz este de cca 2 ori mai mic decât la alimentatoarele obișnuite. Acesta este un avantaj deosebit, care îndeamnă la folosirea PFC și în cazul tensiunilor de ieșire reduse ( $n \cdot 10V$ ). Principiul alimentatorului cu PCF care folosește un convertor ridicător „*boost*” este dat în fig. 17.1. Utilizează de obicei ca și comutator un tranzistor MOS cu canal indus de tip n, de curent mare.

Tensiunea de intrare  $V_i$  trebuie să fie aici mai mică decât cea de ieșire,  $V_o$ . Ea are formă de tensiune redresată bialternanță și este nefiltrată.



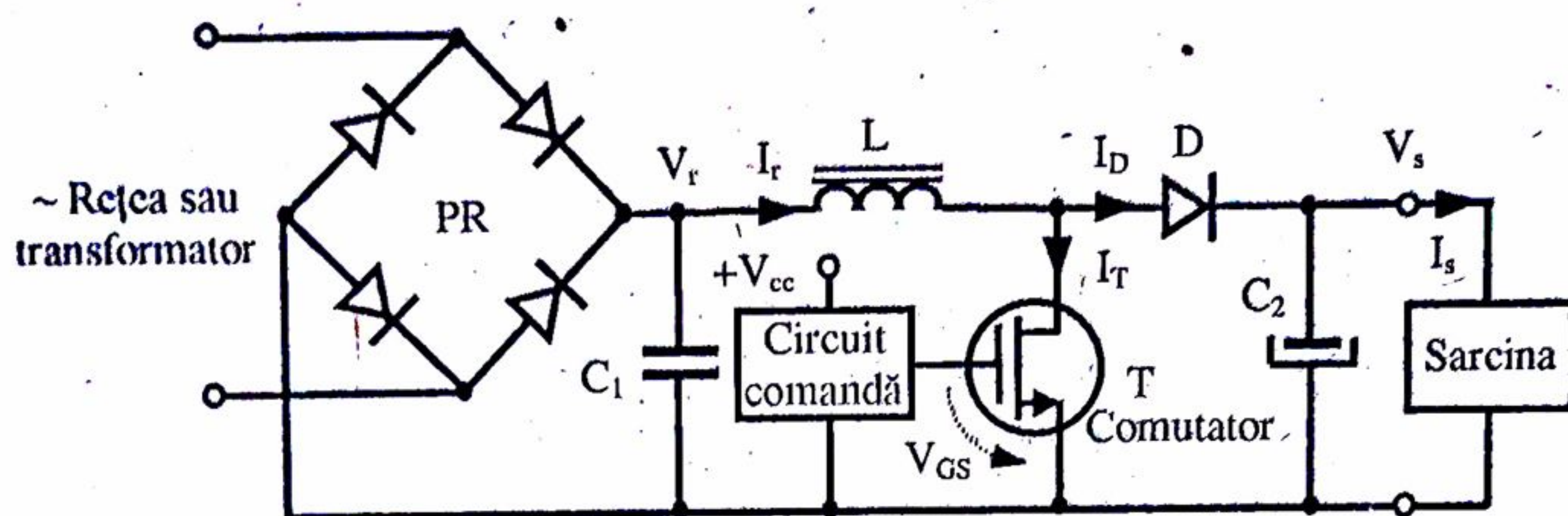


Fig.17.1. Principiul alimentatorului cu PFC.

Printr-o comandă potrivită a comutatorului și datorită inductanței bobinei  $L$ , curentul de intrare,  $I_r$ , compus dintr-un tren de impulsuri triunghiulare (fig.17.2) va avea o valoare medie semisinusoidală ( $I_{Lmed}$ ) periodică, aflată în fază cu tensiunea de intrare  $V_r$ . Așa se realizează curentul alternativ de alimentare a punții redresoare, în fază cu tensiunea rețelei, deci un factor de putere apropiat de 1.

Când comutatorul este deschis (timpul  $t_{off}$  în fig.17.2), dioda  $D$  permite încărcarea condensatorului de filtraj  $C$  (de valoare mare), ce va asigura pe sarcină o tensiune continuă (medie)  $V_s$ . Peste aceasta se suprapune însă un riplu la fel de mare ca și cel atins în lipsa convertorului (la un redresor cu filtru  $C$  obișnuit). Totuși, alimentatorul cu PCF realizează pre-reglarea tensiunii medii de ieșire  $V_s$ , astfel că variația procentuală a acesteia este de cca 5...10 ori mai mică decât a rețelei [25]. De asemenea, tensiunea medie de ieșire nu mai este puternic căzătoare la creșterea curentului sarcinii, așa cum se întâmplă la un redresor obișnuit (căderea va fi numai de ordinul 5 – 10%). Este și acesta un câștig important mai ales când după convertor urmează un stabilizator liniar.

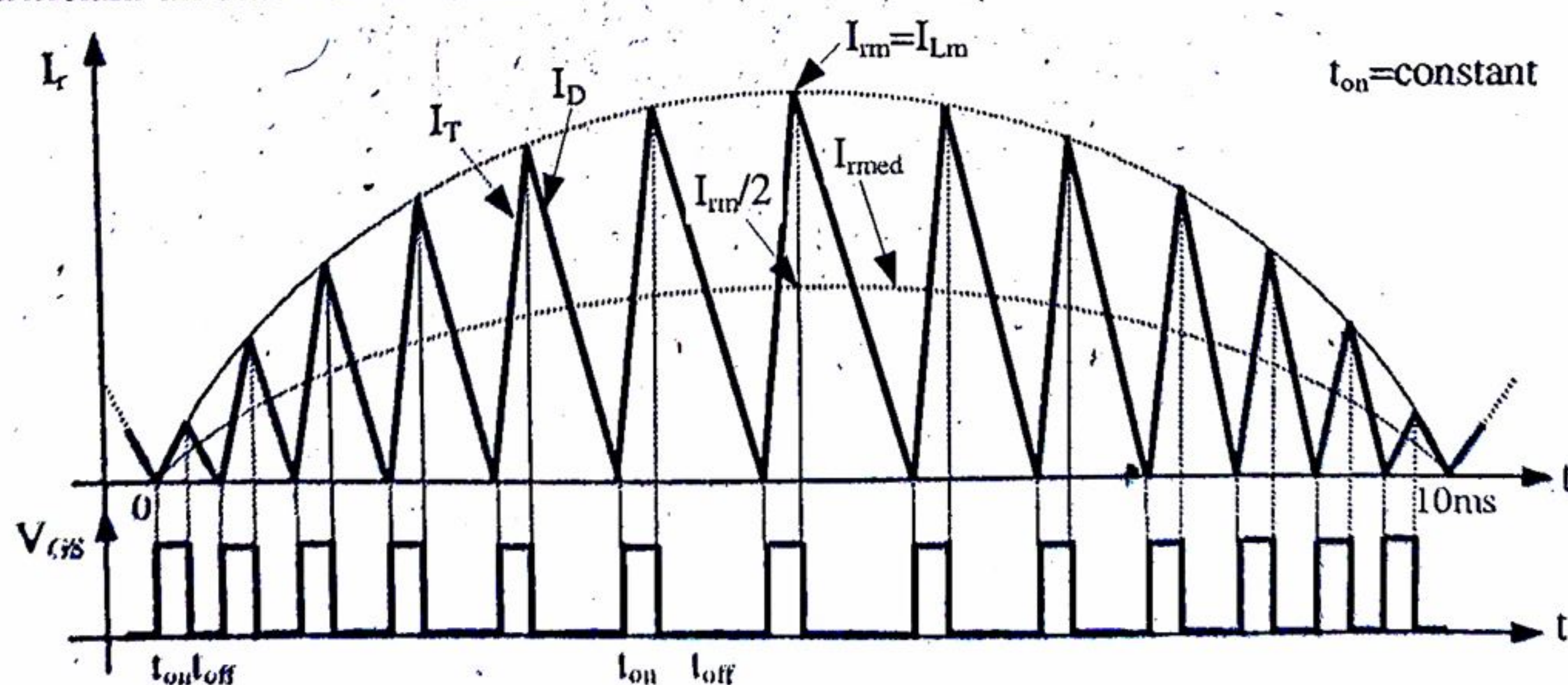


Fig.17.2. Curentul de intrare al convertorului.



## 17.2. Prezentarea circuitului integrat și a schemei

Pentru comanda comutatorului T în „modul discontinuu limită” [6] (când tranzistorul T trece în conducție imediat după anularea curentului prin inductanță) se poate utiliza un circuit integrat analogic, denumit „controller” de PFC. Acesta poate fi de tipul L6560 (Thomson Microelectronics) sau altul echivalent [6], [29]. Schema bloc a acestui circuit integrat este dată în fig. 17.3.

La ieșirea circuitului integrat (pinul 7 – *Drive output*), care comandă tranzistorul MOS (comutatorul), se află blocul *Driver*. Acesta este acționat pentru a realiza impuls pozitiv la ieșire (pentru aducerea în conducție a comutatorului sau în starea „on”) de către bistabilul RS (cu ieșirea Q). Dar driverul poate fi blocat (inhibat) de către comparatoarele  $C_3$  și  $C_4$  când intervin situații de supratensiune la ieșirea alimentatorului și de alimentare cu tensiune  $V_{CC}$  redusă.

Bistabilul RS va avea ieșirea Q activă (starea *High*) când primește tensiune de la comparatorul  $C_2$  pus să sesizeze coborârea la zero a curentului prin inductanța L (la sfârșitul unui interval *off*, fig. 17.2) și când comutatorul trebuie adus în conducție. Bistabilul este restabilit (ieșire *Low*) când curentul prin tranzistorul MOS (prin inductanță), și deci de intrare, atinge valoarea de vârf de pe graficul semisinusoidal punctat în fig. 17.2, moment în care comutatorul trebuie deschis.

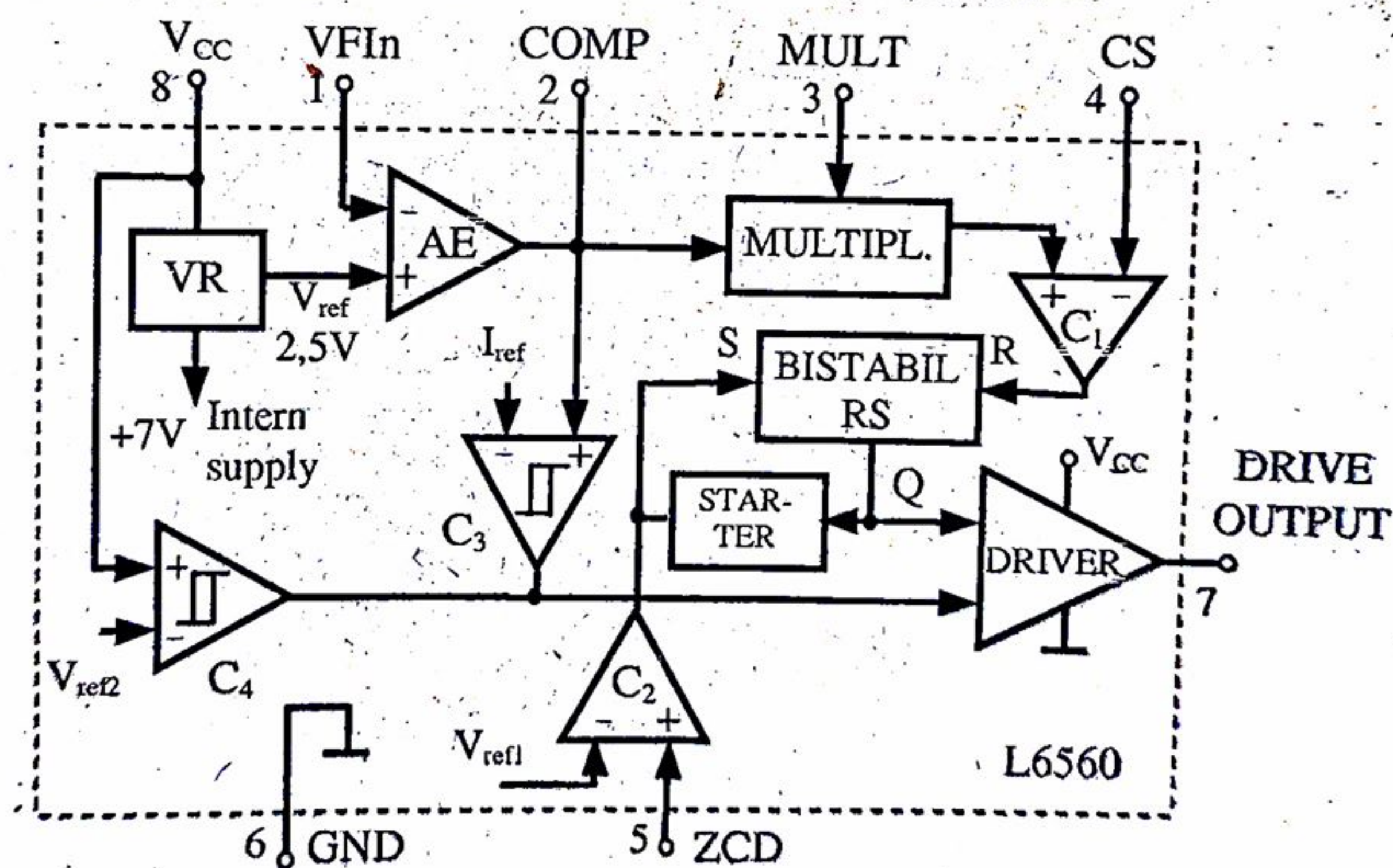


Fig. 17.3. Structura controllerului de PFC L6560.

Blocul  $C_2$  este detectorul (comparatorul) de trecere prin zero, care stabilește bistabilul RS pe *High* când curentul prin inductanță scade la zero. Tensiunea de la



intrarea 5 este limitată intern cu ajutorul unei diode Zener, la o valoare tipică de 5,7V [26] pentru un curent de intrare de câțiva mA.

Blocul  $C_1$  este comparatorul de urmărire a curentului prin tranzistorul MOS și prin inductanță pentru a sesiza atingerea de către acesta a valorii de vârf calculată de către blocul multiplicator (sfârșitul intervalului *on* în fig.17.2).

Blocul multiplicator (într-un cadran) are rolul de a stabili valoarea de vârf momentană a curentului triunghiular prin inductanță, astfel încât aceasta să se înscrie pe o înfășurătoare semisinusoidală ca cea marcată  $I_{rm}=I_{Lm}$  în fig.17.2. În scopul calculării acestei valori (deci al corectării factorului de putere), la intrările multiplicatorului se aduc: o tensiune proporțională cu  $V_r$  (semisinusoidală, aplicată pe pinul 3 notat „MULT”) și o tensiune de la ieșirea amplificatorului de eroare AE, ce urmărește variația tensiunii de ieșire a alimentatorului (în scopul reglării acesteia).

Amplificatorul de eroare primește la intrare tensiunea de referință de +2,5V, respectiv o fracțiune (apropiată de 2,5V), obținută prin divizare din tensiunea de ieșire  $V_s$ . Aceasta din urmă reprezintă tensiunea de reacție negativă, ce servește la realizarea reglării tensiunii de ieșire a alimentatorului. Cu ajutorul unui condensator conectat între ieșirea AE (pinul 2 – „compensare”) și intrarea sa inversoare (pinul 1 – „Voltage feedback”) se limitează banda de frecvență a amplificatorului sub 20Hz astfel încât tensiunea lui de ieșire să se mențină aproximativ constantă într-o perioadă a tensiunii alternative de rețea.

Blocul  $C_3$  reprezintă comparatorul de sesizare a unei supratensiunii în tensiunea de ieșire  $V_s$  a alimentatorului („over voltage comparator”) ce apare în special la pornirea alimentatorului. El acționează driverul în ieșire *Low* și blochează tranzistorul T dacă în tensiunea de ieșire  $V_s$  a alimentatorului apare o creștere bruscă de valoare [26]:

$$\Delta V_{smax} \geq R_1 \cdot 36 \cdot 10^{-6} \quad (17.1)$$

Curentul de  $36\mu A$  din această relație reprezintă valoarea minimă a curentului de referință al comparatorului de curent  $C_3$  (fig.17.3). Acționarea protecției la supratensiune intervine când prin  $R_1$  și condensatorul de compensare, conectat între pinii 1 și 2 (fig.17.3), apare un impuls de curent ce depășește  $36\mu A$ , datorat saltului brusc în tensiunea  $V_s$  (tensiunea pe rezistența  $R_2$  a divizorului se menține constantă, egală cu  $V_{ref}=2,5V$ , deci saltul apare pe rezistența  $R_1$ ). Rezultă că nici riplul redresorului cu filtru,  $C$ , nu trebuie să depășească valoarea  $\Delta V_{smax}$  impusă de relația (17.1).

Blocul  $C_4$  reprezintă comparatorul de blocare a driverului la tensiunea de alimentare a controllerului redusă („undervoltage lockout comparator”). El nu permite comanda comutatorului până ce tensiunea de alimentare  $V_{cc}$  nu este suficient de mare (10V) astfel încât controllerul să fie complet funcțional.

Circuitul „Starter” asigură o pornire rapidă a convertorului ținând cont că la pornire condensatorul de compensare este descărcat.



Principalele mărimi limită și caracteristici electrice ale circuitului integrat L6550 sunt [26]

- mărimi limită:

- tensiunile admise la intrările de la pinii 1, 2, 3:  $-0,3V...+7V$ ,
- curentul limită al intrării 5: 5mA (de ieșire), 10mA (de intrare),
- puterea disipată totală  $P_{tot}$  la  $t_a=50^\circ C$  pentru capsula minidip: 1W,
- gama temperaturii de lucru a joncțiunilor:  $-25^\circ C...+150^\circ C$ ,

- caracteristici electrice (la  $T_j=+25^\circ C$  și  $V_{CC}=14,5V$ );

- tensiunea maximă de alimentare  $V_{CCmax}=18V$ ,
- tensiunea minimă de alimentare de pornire:  $V_{CC}=15,5V$  (tipică 14,5V),
- tensiunea minimă de alimentare după pornire:  $V_{CCmin}=11V$  (tipică 10V),
- curentul de alimentare de lucru maxim (pinul 8):  $I_{CCmax}=4mA$ ,
- tensiunea de reacție necesară pe pinul 1: 2,46...2,54V (tipică 2,5V) (egală cu tensiunea de referință),

• stabilitatea termică a tensiunii de referință în gama de temperatură a mediului  $t_a=-25...+85^\circ C$ : 0,5%,

• variația tensiunii de referință cu tensiunea de alimentare  $V_{CC}=11...18V$ : maximum 4mV,

• tensiunea de intrare de lucru a multiplicatorului (pe pinul 3): minimum 0...2,5V (tipică 0...4,2V),

• tensiunea de prag a comparatorului de urmărire a curentului (la pinul 4,  $V_{CS}$ ): minimă  $\approx 1,4V$ , maximă  $\approx 1,9V$ ,

• tensiunea de prag pentru sensul crescător a intrării detectorului de curent zero  $V_{ZCD}$  (la pinul 5): 1,8...2,3V (tipică 2,05V),

• tensiunea de prag pentru sensul scăzător a intrării detectorului de curent (la pinul 5): tipică 1,5V,

• tensiunea limitată pe pinul 5 pentru un curent de 3mA de intrare:  $5,7V \pm 0,7V$ .

Schema de aplicație a circuitului integrat L6550 într-un alimentator de tensiune obișnuită (8...24V) cu PFC este prezentată în fig.17.4 [6] [26].

Circuitul integrat primește:

- pe pinul 1 (VFIn – reacție de tensiune) - o fracțiune din tensiunea de ieșire  $V_s$  (de cca.2,5V), stabilită prin divizorul  $R_1-R_2$ , în scop de impunere și pre-reglare a tensiunii  $V_s$ ,

- pe pinul 3 (MULT – intrare la multiplicator) - o fracțiune din tensiunea de intrare  $V_i$  a alimentatorului, stabilită de divizorul  $R_3-R_4$ , în scopul calculării tensiunii ce se va impune la intrarea comparatorului  $C_1$ ,

- pe pinul 4 (CS – urmărire curent) - o tensiune proporțională cu curentul din tranzistorul  $T_1$  reprezentând căderea de tensiune pe rezistorul  $R_6$  din sursa tranzistorului, în scopul limitării valorii de vârf a curentului triunghiular (fig.17.2),

- pe pinul 5 (ZCD – detector de trecere prin zero) - o tensiune din secundarul transformatorului al cărui primar este inductanța  $L$ , proporțională cu curentul din



aceasta, în scopul sesizării apropierii de zero a curentului. Rezistența  $R_5$  limitează curentul luat de intrarea 5.

Rezistorul  $R_7$  limitează vârful de curent de ieșire al driverului, la pinul 7, care încarcă brusc capacitatea grilă-sursă a tranzistorului MOS.

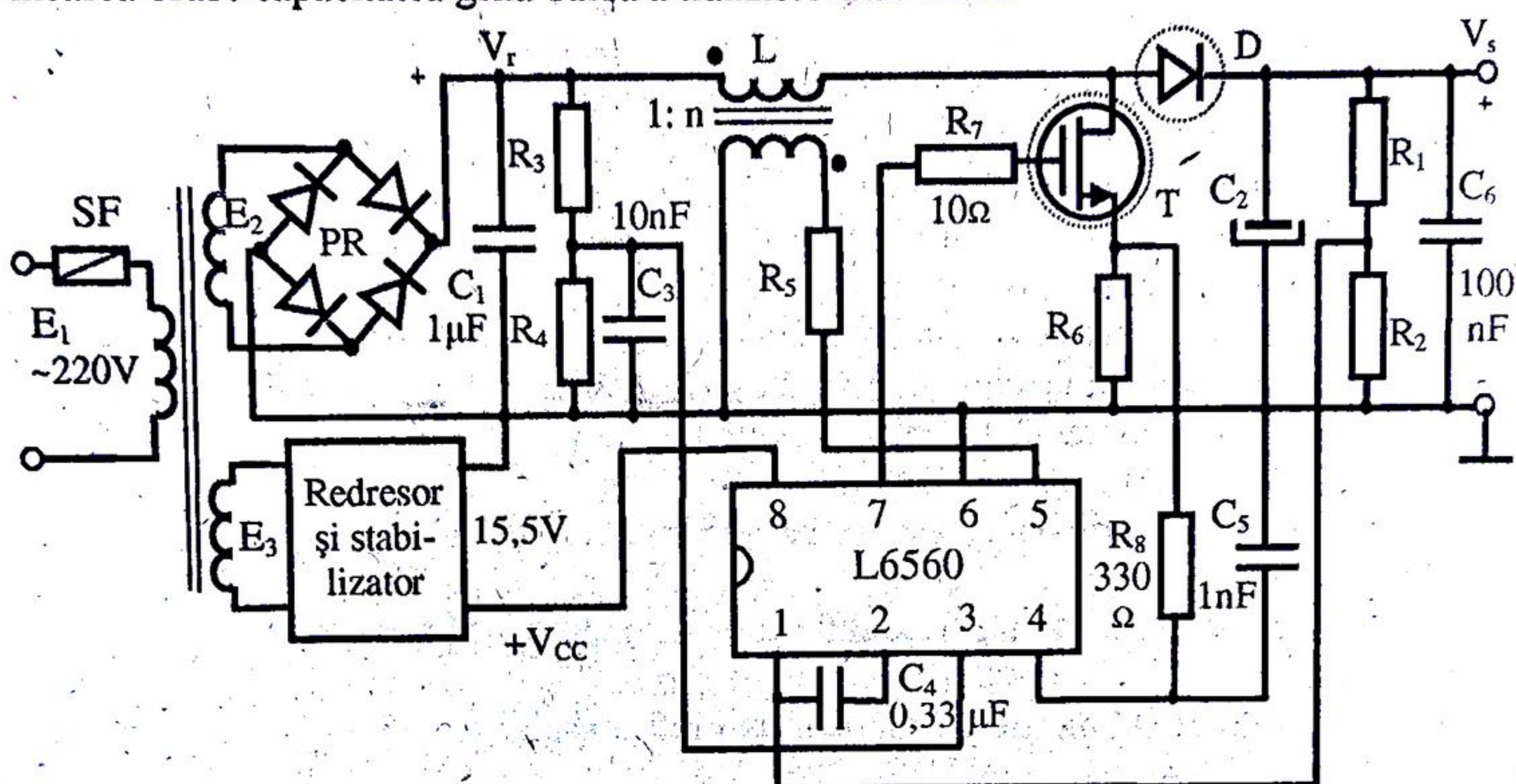


Fig. 17.4. Alimentator de joasă tensiune cu PFC.

Condensatorul  $C_1$  elimină componentele de înaltă frecvență de pe semisinusoida de 100Hz a curentului. El trebuie să rămână de valoare redusă pentru a nu deforma tensiunea redresată bialternanță la trecerea prin zero, ceea ce ar reduce factorul de putere.

Condensatorul  $C_3$  și rezistorul  $R_4$  realizează un filtru ce trece jos la intrarea multiplicatorului, cu o frecvență de tăiere de câțiva kHz, pentru ca tensiunea pe pinul 3 să aibă o formă cât mai corectă (tensiune redresată bialternanță cu frecvență 100Hz).

Condensatorul  $C_5$  și rezistorul  $R_8$  realizează un filtru trece jos cu frecvența de tăiere de ordinul 500kHz, care elimină impulsuri parazite de înaltă frecvență [29] din tensiunea ce se aplică la comparatorul  $C_1$  (de impunere a curentului de vârf prin T).

Un condensator ceramic,  $C_6$ , introdus în plus față de componentele date în catalogul producătorului [26] reduce zgomotul de înaltă frecvență suprapus peste tensiunea de ieșire  $V_5$ .

Pentru alimentarea cu tensiune continuă  $V_{CC}=15,5...18V$  a circuitului integrat L6560 (15,5 reprezintă pragul superior maxim al tensiunii de alimentare ținând cont de dispersia de fabricație), dacă tensiunea  $V_r$  nu este suficient de mare, este necesar să se realizeze un redresor separat și stabilizator simplu (cu tranzistor și diodă Zener) [6].

O variantă de alimentare cu tensiune  $V_{CC}$ , ce se practică în cazul alimentatoarelor de tensiune ridicată (200 – 400V) fără transformator, este aceea a



filtrării și stabilizării unei tensiunii obținută din cea de intrare,  $V_r$ , a alimentatorului sau a tensiunii suficient de mari (cu maxim de ordinul 20V la mijlocul semiperioadei) din secundarul bobinei L [26], [29]. În acest caz schema se simplifică deoarece nu mai este necesară o înfășurare secundară suplimentară la transformatorul de rețea. Intrarea  $V_{cc}$  (pinul 8) include și o diodă Zener de  $20 \pm 2V$ , care poate servi scopului de mai sus. Soluția este însă posibilă numai dacă la pornirea schemei se aplică pentru un timp scurt o alimentare a integratului de la tensiunea  $V_r$  (printr-o rezistență potrivită) astfel încât să se declanșeze procesul de comutație. Altfel, bobina L nu transmite nimic în secundar și circuitul integrat rămâne nealimentat.

Oricum, la tensiuni  $V_{rn} < 20V$  circuitul integrat nu poate porni dacă se folosește soluția de alimentare de mai sus.

În foile de catalog [26] este dat desenul de montaj și cablajul imprimat pentru un astfel de alimentator.

### 17.3. Relații de calcul

Datele inițiale necesare la calculul unui alimentator cu PFC sunt:

- tensiunea medie necesară la ieșire:  $V_s$ ,
- curentul maxim prin sarcină:  $I_{smax}$ ,
- amplitudinea admisă a pulsațiilor (riplului) tensiunii de ieșire (100Hz):  $V_{sm}$ ,
- variația procentuală a tensiunilor rețelei:  $\frac{\Delta E_{l-}}{E_l} \cdot 100$  și  $\frac{\Delta E_{l+}}{E_l} \cdot 100$ ,
- gama temperaturilor mediului:  $t_{amin} \dots t_{amax}$ .

Pentru calculul alimentatorului se parcurg următoarele etape.

a) Se calculează puterea maximă necesară pe sarcină:  $P_s = V_s I_{smax}$ .

b) Se stabilește tensiunea efectivă din secundarul transformatorului,  $E_2$  (eventual aceasta poate fi dată în enunț).  $E_2$  trebuie să fie la curentul nominal:

$$E_2 < 0,6V_s + 2 \quad [V]$$

și se va ține cont că o tensiune  $E_2$  prea mică duce la curent mare prin T, D și L.

Se determină acum amplitudinea minimă a tensiunii de intrare a convertorului (în situația când tensiunea rețelei este minimă), ținând cont și de căderea  $V_D$  pe diodele punții:

$$V_{rmin} = \sqrt{2}E_2 \left( 1 - \frac{\Delta E_{l-}}{E_l} \right) - 2V_D$$

și cu aceasta, valoarea nominală și maximă:

$$V_{rn} = \sqrt{2}E_2 - 2V_D$$

$$V_{rmax} = \sqrt{2}E_2 \left( 1 + \frac{\Delta E_{l+}}{E_l} \right) - 2V_D$$



Apoi se determină valorile efective ale acestor tensiuni:

$$V_{\text{ref min}} \approx \frac{V_{\text{min}}}{\sqrt{2}}, \quad V_{\text{ref}} \approx \frac{V_{\text{m}}}{\sqrt{2}}$$

c) Se poate acum calcula inductanța  $L$  necesară în convertor, cu relația [26], [29]:

$$L = \frac{T_{\text{max}} (V_s - V_{\text{min}}) \eta V_{\text{ref min}}^2}{2 V_s P_s} \quad [\mu\text{H}], [\mu\text{s}],$$

unde:  $T_{\text{max}}$  reprezintă perioada maximă de comutație (ce apare la mijlocul semiperioadei, pentru  $I_{\text{smax}}$ ) și se adoptă conform [29] de ordinul  $20\mu\text{s}$  (pentru o gamă mai restrânsă de variație a tensiunii rețelei),

$\eta$  este randamentul convertorului, cuprins între  $0,8...0,9$ , mai mic pentru tensiuni de ieșire mai reduse.

Inductanța  $L$  se va realiza pe un miez de ferită de tip oală [30], [31]. Numărul de spire necesar se calculează cu relația aproximativă:

$$N_i \approx \sqrt{\frac{L}{A_L}},$$

unde  $A_L$  este inductanța specifică, dată în catalogul de ferite pentru dimensiunile de oală adoptată. De obicei,  $A_L$  se dă în  $\text{nH/sp}^2$ .

Astfel, pentru un miez (realizat din două piese) de diametru  $26\text{mm}$  și înălțime totală  $16\text{mm}$ ,  $A_L$  poate fi cu valori tipice de  $250, 400, 1000 \text{ nH/sp}^2$ . La adoptarea tipului de oală este extrasă din catalog [30], [31] și valoarea inductanței specifice  $A_L$ .

Diametrul conductorului de bobinaj (cupru izolat cu email) se adoptă în funcție de curentul  $I_{\text{smax}}$ . Astfel, pentru  $I_{\text{smax}} = 1-2\text{A}$  se poate folosi un diametru de conductor de  $0,6...0,8\text{mm}$ .

d) Se determină timpii și frecvența minimă de comutație la tensiune de rețea nominală, la mijlocul semiperioadei și la sarcină maximă [29]:

$$t_{\text{on}} = \frac{2PL_s}{\eta V_{\text{ref}}^2}$$

$$t_{\text{off max}} = \frac{t_{\text{on}}}{\frac{V_s}{\sqrt{2}V_{\text{ref}}} - 1} = t_{\text{on}} \frac{\sqrt{2}V_{\text{ref}}}{V_s - \sqrt{2}V_{\text{ref}}} \quad [\mu\text{s}], [\mu\text{H}],$$

cu

$$V_{\text{ref}} = \frac{\sqrt{2}E_2 - 2V_D}{\sqrt{2}} = E_2 - \sqrt{2}V_D$$

(dintre aceștia  $t_{\text{on}}$  este aproximativ constant) și

$$f_{\text{sw min}} = \frac{1}{t_{\text{on}} + t_{\text{off max}}}$$

c) Se determină valorile curenților:



- curentul de intrare efectiv maxim (când  $V_{ref}$  este minimă) necesar la adoptarea punții redresoare:

$$I_{ref\ max} = \frac{P_s}{\eta V_{ref\ min}}$$

- amplitudinea maximă a curentului de intrare semisinusoidal (egal și cu curentul mediu prin inductanța  $L$ ):

$$I_{rm} = I_{Lmed} = \sqrt{2} I_{ref\ max}$$

- vârful maxim al curentului prin inductanța  $L$ , care trece și prin tranzistorul MOS:

$$I_{Lm} = 2 I_{Lmed}$$

f) Se aleg pe baza curenților de mai sus:

- puntea redresoare, care să reziste la  $I_{ref\ max}$  și la o tensiune inversă maximă repetitivă mai mare decât  $\sqrt{2}E_2$ ;

- tranzistorul MOS de comutație, care să reziste la curentul de vârf  $I_{Lm}$ , la o tensiune drenă-sursă și drenă-grilă  $> V_s + V_D + v_{sm}$  și să aibă timpii  $t_{on}$  și  $t_{off}$  mult mai mici decât  $t_{on}$  și  $t_{off}$  calculați mai înainte. Aici  $v_{sm}$  este amplitudinea tensiunii de ieșire (1...2V, mai mare la  $I_{smax}$  mai mare). Tranzistorul MOS se montează pe un mic radiator de aluminiu pentru o răcire mai bună (de siguranță);

- dioda de comutație (rapidă), cu curent maxim  $> I_{Lm}$ , care se montează și ea pe un mic radiator pentru siguranță.

Se verifică posibilitatea utilizării controllerului L6560 din punct de vedere al gamei temperaturii de lucru a joncțiunilor.

g) Se stabilește valoarea necesară pentru rezistența  $R_6$  ce servește ca senzor de curent pentru curentul din tranzistorul MOS:

$$R_6 = \frac{V_{CS}}{I_{Lm}}$$

cu  $V_{CS} = 0,5...1V$  [29], pentru că această tensiune trebuie să fie  $< 1,4V$  pentru circuitul integrat L6560. Puterea nominală a rezistenței trebuie să depășească valoarea

$$P_{d6} \cong \frac{1}{8} I_{Lmed}^2 \cdot R_6$$

h) Se adoptă tensiunea  $V_M$  de la intrarea multiplicatorului (pinul 3-MULT), știind că aceasta nu poate depăși valoarea de 2,5V dată în catalog pentru L6560, în situația cu tensiunea de rețea maximă. Dimensionarea rezistenței  $R_3$  din divizorul  $R_3$ - $R_4$  se va face pe baza relației:

$$V_M = V_{rin\ max} \frac{R_4}{R_3 + R_4}$$

și adoptând rezistența  $R_4 \cong 5...7k\Omega$  pentru ca filtrul realizat de rezistențele  $R_3 \parallel R_4$  și  $C_3 = 10nF$  să-și mențină frecvența de tăiere la câțiva kiloherți. Rezistențele  $R_3$  și  $R_4$  nu



trebuie să fie de precizie ridicată (pot fi cu toleranță  $\pm 5\%$ ).

i) Se dimensionează rezistența  $R_1$  a divizorului din condiția evitării acționării protecției la supratensiune (relația 17.1) în prezența rîplului:

$$R_1 > \frac{\Delta V_{smax}}{36 \cdot 10^{-6}} = \frac{V_{sm}}{36 \cdot 10^{-6}},$$

unde  $V_{sm}$  este amplitudinea rîplului de la ieșire, impusă în enunț.

Rezistența  $R_2$  a divizorului se determină din condiția de a se realiza tensiunea  $V_s$  impusă:

$$R_2 = R_1 \frac{V_{ref}}{V_s - V_{ref}}, \quad \text{cu } V_{ref} = 2,5V.$$

Rezistențele  $R_1$  și  $R_2$  se adoptă de precizie (toleranță  $\pm 1\%$ ) pentru micșorarea erorii dată de curentul de intrare de maximum  $1\mu A$  pe pinul 1 [26], [29]. Dacă este necesară ajustarea exactă a tensiunii de ieșire, rezistorul  $R_2$  poate fi un ajustabil.

Curentul prin divizor:

$$I_d = \frac{V_s}{R_1 + R_2}$$

trebuie să fie  $> 100\mu A$ .

j). Se adoptă raportul de transformare 1:n pentru secundarul bobinei L, ce servește la detectarea curentului nul prin aceasta. Vârfurile de tensiune din secundar trebuie să fie sensibil mai mari decât pragul superior (pentru sensul crescător) al comparatorului de trecere prin zero egal cu 2,3V (valoare maximă). Pragul inferior (în sens scăzător) este de ordinul 1,5V și atingerea lui semnalează (cu aproximație) trecerea prin zero a curentului din inductanța L.

În schemele de aplicație ale controllerelor de tipul L6560 [26] sau similare [29] vârfurile de tensiune maxime din secundar ating valori de cca 20V, pentru ca pragul de 1,5V să fie mai apropiat de trecerea prin zero.

În cazul surselor de tensiune  $V_s$  mică (având  $V_{rm} < 20V$ ) se utilizează o tensiune  $V_r$  insuficientă pentru ca printr-un raport de transformare de 1:1 să se realizeze în secundar un vârf de tensiune maxim de cca 20V. În acest caz ar fi necesar un raport de transformare de ordinul 1:2 sau chiar mai mare. Se poate lua

$$n(V_{rmmin} - 1) \geq 20 \quad [V].$$

După adoptarea acestui raport se estimează valoarea rezistenței  $R_5$  cu relația:

$$R_5 = \frac{n(V_{rm} - 1) - V_s}{I_5},$$

cu  $I_5 = 0,5 \dots 1mA$  și  $V_s =$  tensiunea limitată pe intrarea 5, de ordinul 5,7V [26].

Rezistența  $R_5$  poate fi cu toleranță  $\pm 10 \dots \pm 20\%$ .

k) Se estimează valoarea capacității condensatorului de filtraaj  $C_2$  cu relația dată în [25] (mai simplă decât aceea din [29]) pentru o frecvență a rețelei de 50Hz:



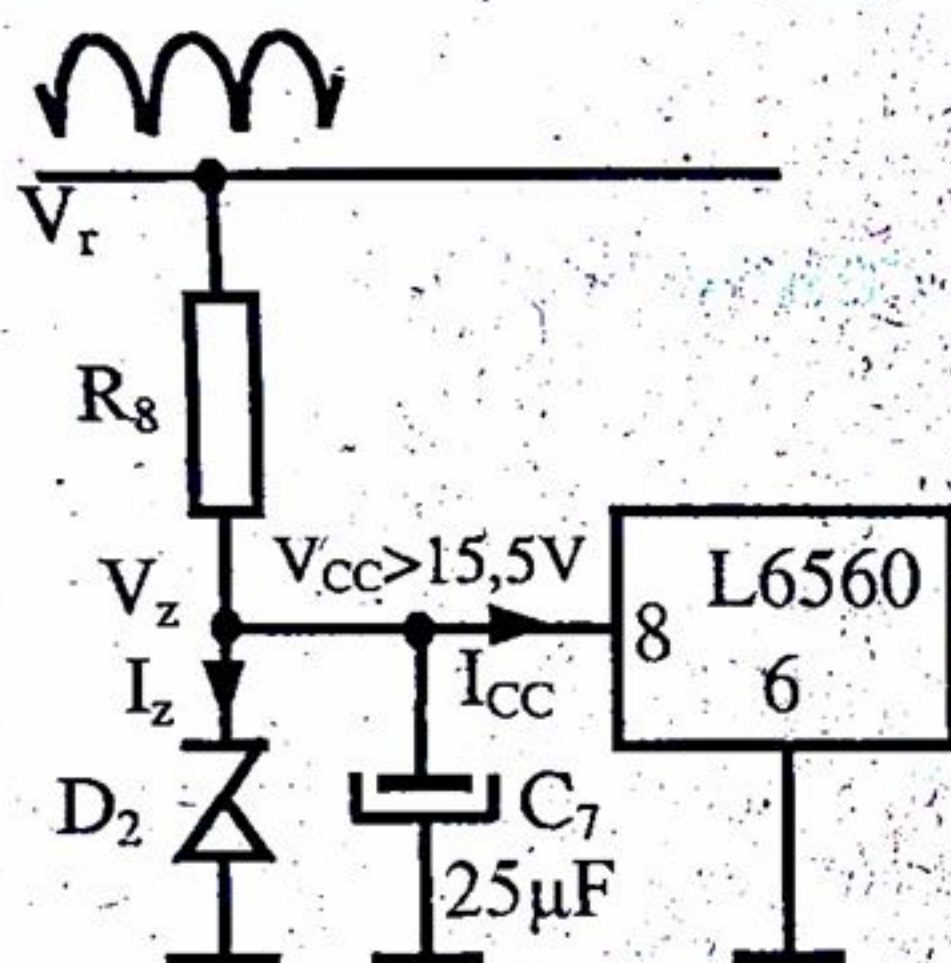
$$C_2 \geq \frac{10^6 P_s}{200 \pi v_{sm} V_s} \quad [\mu F]$$

l) Se adoptă fuzibilul din primarul transformatorului, pentru a rupe un curent mai mare cu cca.50% decât:

$$I_{lmax} = \frac{I_{ref max}}{N}, \quad \text{cu } N = \frac{E_1 - 220}{E_2}$$

m) Se adoptă soluția potrivită pentru realizarea tensiunii de alimentare  $V_{CC}$  care trebuie să asigure un curent maxim de numai 4mA.

Dacă tensiunea  $E_2$  minimă este mai mare de 15V, s-ar putea obține o tensiune  $V_{rmin} \geq 20V$  și cu aceasta se poate asigura tensiunea  $V_{CC}$  necesară. Se poate uza de prezența unui Zener în integrat (pe pinul 5) cu  $V_z = 20 \pm 2V$  sau se poate atașa un Zener de 15,5...18V din exterior (fig.17.5). Dimensionarea rezistorului  $R_8$  este simplă:



$$R_8 \approx \frac{V_{rmin} - V_z}{I_{CCmax} + I_z}$$

cu  $I_{CCmax} = 4mA$ ,  $I_z = 4...5mA$ , unde s-a apreciat vârful de curent ce încarcă pe  $C_7$  egal cu  $3I_{CCmax}$ .

Dacă tensiunea  $E_2$  este insuficientă pentru realizarea unui stabilizator cu DZ, trebuie utilizată soluția din fig.17.4 de alimentare separată a circuitului L6560.

Alimentarea cu  $V_{CC}$  de la un stabilizator separat nu pune probleme deosebite de calcul. Este necesară o înfășurare

secundară suplimentară la transformatorul de rețea, cu  $E_3 \approx 15V$ , o punte redresoare de curent foarte redus, un filtru capacitiv ( $22\mu F / 25V$ ) și un stabilizator cu diodă Zener care să furnizeze o tensiune de 15,5...18V la 4mA [6].

Calculul unei astfel de alimentări separate simple nu mai este prezentat aici.

n) Se apreciază performanțele alimentatorului, referitoare la prestabilizarea tensiunii de ieșire în condițiile variației rețelei, respectiv la variația curentului de sarcină.

Variația tensiunii de referință  $V_{ref} = 2,5V$  la o variație a tensiunii rețelei de 40% („line regulation”) pentru L6560 [26] este maximum 4mV (tipică 1mV).

Rezultă o variație a tensiunii de ieșire:

$$\Delta V_{s1} = \Delta V_{ref} \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \leq 4 \cdot 10^{-3} \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \quad [V]$$

Variația tensiunii de ieșire, la o variație a curentului de ieșire în valoare  $\Delta I_s = I_{smax}$  a rezultat în urma experimentelor:  $\Delta V_{s2} \leq 0,2V$

Variația tensiunii de ieșire pentru o variație de la  $-25...+80^\circ C$  a temperaturii



ambiente are valoarea tipică [26] de 0,5% , deci

$$\Delta V_{s3} = \frac{0,5}{100} \cdot V_s \frac{\Delta t_{amax}}{115} ,$$

cu  $\Delta t_{amax}$  = variația maximă a temperaturii față de aceea de la punerea în funcțiune.

Cu acestea, dacă se consideră situația de referință a alimentatorului aceea cu:

$$E_1 = 220V , I_s = \frac{I_{smax}}{2} , t_a = +20^\circ C ,$$

rezultă o variație totală a tensiunii de ieșire:

$$\Delta V_{stor} = \frac{\Delta V_{s1}}{2} + \frac{\Delta V_{s2}}{2} + \Delta V_{s3} .$$

Se poate constata că cea mai mare parte a acestei variații se datorește variației curentului de sarcină.

Conform [25], [29], factorul de distorsiuni armonice (THD) al curentului luat de la rețea de către alimentator este de ordinul 4...6%.

#### 17.4. Exemplu de calcul

Se va calcula un alimentator cu datele:

- tensiunea medie necesară la ieșire:  $V_s = 12V$ ,
- curentul maxim prin sarcină:  $I_{smax} = 1A$ ,
- amplitudinea riplului la ieșire:  $v_{sm} = 0,5V$ ,
- variația procentuală a tensiunii rețelei:  $\pm 10\%$ ,
- gamă temperaturilor mediului de lucru:  $0...+40^\circ C$ .

Puterea maximă cerută de sarcină este:

$$P_s = V_s I_{smax} = 12 \cdot 1 = 12W$$

Se adoptă o tensiune efectivă în secundarul transformatorului pe baza inegalității:

$$E_2 < 0,6V_s + 2 = 0,6 \cdot 12 + 2 = 9,2V ,$$

deci se va adopta  $E_2 = 8V$ . Cu aceasta, tensiunile de intrare minimă, nominală și maximă vor fi:

$$V_{rmin} = \sqrt{2}E_2 \left( 1 - \frac{\Delta E_{1-}}{E_1} \right) - 2V_D = \sqrt{2} \cdot 8 (1 - 0,1) - 2 \cdot 0,8 \approx 8,6V$$

$$V_{rn} = \sqrt{2}E_2 - 2V_D = \sqrt{2} \cdot 8 - 2 \cdot 0,8 = 9,7V$$

$$V_{rmax} = \sqrt{2}E_2 \left( 1 + \frac{\Delta E_{1+}}{E_1} \right) - 2V_D = \sqrt{2} \cdot 8 (1 + 0,1) - 2 \cdot 0,8 = 10,8V ,$$

care va avea valoarea efectivă



$$V_{\text{ref min}} \approx \frac{V_{\text{rmin}}}{\sqrt{2}} = \frac{8,6}{\sqrt{2}} = 6,1 \text{ V}$$

$$V_{\text{ref}} = \frac{V_{\text{rn}}}{\sqrt{2}} = 6,88 \text{ V}$$

Inductanța  $L$  necesară pentru o perioadă  $T_{\text{max}} = 20 \mu\text{s}$  și un randament  $\eta = 0,85$  este:

$$L = \frac{T_{\text{max}} (V_s - V_{\text{rmin}}) \eta V_{\text{ref min}}^2}{2 V_s P_s} = \frac{20(12 - 8,6) 0,85 \cdot 6,1^2}{2 \cdot 12 \cdot 12} = 7,5 \mu\text{H} \quad [\mu\text{H}]$$

Numărul de spire necesar în cazul unui miez oală de tipul Ferrinox T22 [30] de  $26 \times 16 \text{ mm}$  cu  $A_L = 250 \text{ nH/sp}^2$  este:

$$N_1 = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = \sqrt{\frac{7,5 \cdot 10^{-6}}{250 \cdot 10^{-9}}} \approx 5,5 \approx 6 \text{ spire}$$

Diametrul conductorului de cupru izolat cu email se adoptă de  $0,6 \text{ mm}$ , care se poate bobina ușor pe carcasa de plastic furnizată împreună cu miezul.

Timpul  $t_{\text{on}}$ , la o tensiune de rețea nominală și curent de sarcină maxim, va fi:

$$t_{\text{on}} = \frac{2 P_s L}{\eta V_{\text{ref}}^2} = \frac{2 \cdot 12 \cdot 7,5}{0,85 \cdot 6,88^2} \approx 4,5 \mu\text{s}$$

Timpul  $t_{\text{off}}$  la mijlocul semiperioadei, pentru tensiune de rețea minimă și curent de rețea maxim, va fi:

$$t_{\text{off max}} = t_{\text{on}} \frac{\sqrt{2} V_{\text{ref}}}{V_s - \sqrt{2} V_{\text{ref}}} = 4,5 \frac{\sqrt{2} \cdot 6,88}{12 - \sqrt{2} \cdot 6,88} \approx 18,8 \mu\text{s}$$

și rezultă frecvența de comutare minimă în condițiile de mai sus:

$$f_{\text{min}} = \frac{1}{t_{\text{on}} + t_{\text{off max}}} = \frac{1}{(4,5 + 18,8) \cdot 10^{-6}} = 43 \cdot 10^3 \text{ Hz} = 43 \text{ kHz}$$

Curentul de intrare efectiv maxim al convertorului este:

$$I_{\text{ref max}} = \frac{P_s}{\eta V_{\text{ref min}}} = \frac{12}{0,85 \cdot 6,1} \approx 2,32 \text{ A}$$

și se adoptă o punte redresoare de  $3 \text{ A}/50 \text{ V}$  de uz general sau se alcătuieste puntea din 4 diode de  $3 \text{ A}/50 \text{ V}$ .

Amplitudinea maximă a curentului de intrare semisinusoidal este:

$$I_{\text{rn}} = I_{\text{Lmed}} = \sqrt{2} I_{\text{ref}} = \sqrt{2} \cdot 2,32 = 3,27 \text{ A}$$

Vârful curentului prin inductanța  $L$  și prin tranzistorul  $T$  (MOS) va fi:

$$I_{\text{Lrn}} = 2 I_{\text{Lmed}} = 2 \cdot 3,27 = 6,54 \text{ A}$$

Se poate adopta un tranzistor N-MOS de tipul SEFP10N05 având  $I_{\text{Dmax}} = 10 \text{ A} > 6,54 \text{ A}$  și  $V_{\text{DSmax}} = 50 \text{ V} > 12,8 \text{ V}$ . Acesta se va monta pe un radiator de aluminiu cu o



suprafață de  $5...6\text{cm}^2$ . Se adoptă apoi o diodă rapidă BYW98, de  $3\text{A}/200\text{V}$ , cu timp de comutare de  $35\text{ns}$  și  $I_{\text{PRM}}=12\text{A} > 6,54\text{A}$ .

Controllerul L6560 corespunde din punct de vedere al domeniului temperaturii ambiante (temperatura joncțiunilor este doar cu cca  $10...15^\circ\text{C}$  mai mare decât  $t_a$  - datorită unei puteri disipate pe circuitul integrat de ordinul  $100\text{mW}$ ).

Se admite o tensiune maximă  $V_{\text{CS}}=1\text{V}$  și rezultă rezistența

$$R_6 = \frac{V_{\text{CS}}}{I_{\text{Lm}}} = \frac{1}{6,54} \approx 0,15\Omega$$

pe care apare o putere disipată de ordinul:

$$P_{\text{dR6}} \approx \frac{1}{8} I_{\text{Lmed}}^2 \cdot R_6 = \frac{1}{8} 3,27^2 \cdot 0,15 \approx 0,2\text{W}$$

Se adoptă o rezistență cu toleranță de cel mult  $\pm 5\%$ .

Se admite pentru intrarea multiplicatorului  $V_{\text{M}}=2,3\text{V}$  și o rezistență  $R_4=6,2\text{k}\Omega$ .

Din relația:

$$V_{\text{M}} = V_{\text{rmax}} \frac{R_4}{R_3 + R_4} \quad \text{sau} \quad 2,3 = 10,8 \frac{6,2}{R_3 + 6,2}$$

se obține după calcule  $R_3=22,9\text{k}\Omega$ .

Se pot adopta rezistențe de  $22\text{k}\Omega \pm 5\%$  și  $6,2\text{k}\Omega \pm 5\%$ .

Rezistența  $R_1$  rezultă din condiția:

$$R_1 > \frac{V_{\text{sin}}}{36 \cdot 10^{-6}} = \frac{0,5}{36 \cdot 10^{-6}} = 13,900\Omega = 13,9\text{k}\Omega$$

Se poate adopta o rezistență  $R_1=15\text{k}\Omega \pm 1\%$ . Cu aceasta:

$$R_2 = R_1 \frac{V_{\text{ref}}}{V_s - V_{\text{ref}}} = 15 \frac{2,5}{12 - 2,5} = 3,95\text{k}\Omega$$

și se adoptă o rezistență de  $3,92\text{k}\Omega \pm 1\%$ . Cu aceste valori rezultă evident un curent prin divizor  $\gg 100\mu\text{A}$  cât este minim necesar.

Se adoptă raportul de transformare „n” din condiția:

$$n(V_{\text{rmin}} - 1) \geq 20\text{V} \quad \text{sau} \quad n \geq \frac{20}{(8,6 - 1)} = 2,63$$

Se rotunjește  $n=2,7$  și deci, vârful tensiunii din secundar la mijlocul semiperioadei:

$$n(V_{\text{rmin}} - 1) = 2,7(8,6 - 1) \approx 20,5\text{V}$$

care este suficient de mare în raport cu pragul inferior al comparatorului de trecere prin zero, adică  $1,5\text{V}$ . Numărul de spire din secundarul bobinei va fi deci:

$$N_2 = nN_1 = 2,7 \cdot 6 \approx 16 \text{ spire}$$

Rezistența  $R_5$  se determină din relația de estimare pentru un curent  $I_s \approx 1\text{mA}$ :

$$R_5 \approx \frac{n(V_{\text{m}} - 1) - V_s}{I_s} = \frac{20,5 - 5,7}{1} \approx 15\text{k}\Omega$$



Se adoptă o valoare de  $15k\Omega \pm 10\%$ .

Capacitatea de filtraj  $C_2$  se va determina din condiția realizării unei amplitudini de riplu la ieșire  $v_{sm}=0,5V$  (impus la datele de proiectare):

$$C_2 \geq \frac{P_s \cdot 10^6}{200\pi \cdot v_{sm} \cdot V_s} = \frac{12}{200\pi \cdot 0,5 \cdot 12} = 3180\mu F ,$$

care conduce la adoptarea valorii normalizate apropiate  $C_2=3300\mu F$ .

Fuzibilul din primarul transformatorului se adoptă de curent cu cca 50% mai mare decât:

$$I_{lmax} = \frac{I_{ref max}}{N} = \frac{2,32}{220/8} \approx 0,085A = 85mA ,$$

adică este necesar un fuzibil de 125mA.

Ținând cont că tensiunea  $V_{rmin}$  este redusă, se va alimenta circuitul integrat cu un stabilizator separat, ca în fig.17.4. Înfășurarea secundară suplimentară a transformatorului se va calcula pentru realizarea unei tensiuni efective de 16V.

Se determină performanțele alimentatorului:

$$\Delta V_{s1} = 4 \cdot 10^{-3} \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right) = 4 \cdot 10^{-3} \left( 1 + \frac{15}{3,92} \right) \approx 0,02V$$

$$\Delta V_{s2} = 0,2V$$

$$\Delta V_{s3} = \frac{0,5}{100} V_s \frac{\Delta t_{amax}}{115} = \frac{0,5}{100} \cdot 12 \cdot \frac{40-20}{115} \approx 0,01V .$$

Variația totală a tensiunii de ieșire a alimentatorului față de situația de referință:

$$E_1 = 220V; I_s = 0,5A; t_a = +20^\circ C$$

este:

$$\Delta V_{stot} = \frac{\Delta V_{s1}}{2} + \frac{\Delta V_{s2}}{2} + \Delta V_{s3} = \frac{0,02}{2} + \frac{0,2}{2} + 0,01 = 0,12V .$$

Factorul de distorsiuni armonice al curentului din primarul transformatorului este de ordinul 5%.



## ANEXA 1

# CALCULUL RADIATORULUI PENTRU UN DISPOZITIV SEMICONDUCTOR SAU UN CIRCUIT INTEGRAT

## Considerații generale și relații de dimensionare

Un dispozitiv semiconductor sau un circuit integrat este caracterizat de obicei prin temperatura maximă admisă a joncțiunilor,  $t_{jMAX}$ , care este de 75...85°C la germaniu și 125...200°C la siliciu, fiind specificată în catalog pentru fiecare dispozitiv în parte. Temperatura pe care o ating joncțiunile depinde de puterea disipată în dispozitiv și de posibilitățile de răcire prin transmiterea căldurii spre mediul ambiant.

Pentru studierea și calculul comportării termice a dispozitivelor semiconductoare se utilizează un model electric al circuitului termic [7, 9, 20] dat în fig.A1.1. Aceasta se obține prin echivalarea fluxului de căldură (caracterizat de puterea disipată  $P_d$ ) cu un curent electric, a temperaturilor cu potențiale electrice și a rezistențelor termice cu rezistențe electrice.  $R_{thjc}$  reprezintă rezistența termică între joncțiune și capsula dispozitivului iar  $R_{thca}$  între capsulă și mediul ambiant;  $t_j$ ,  $t_c$  și  $t_a$  reprezintă temperaturile joncțiunii, capsulei și a mediului. Acest circuit echivalent este valabil până la temperatura mediului  $t_a=100^\circ\text{C}$ . Rezistențele termice se măsoară în  $^\circ\text{C/W}$ .

Pentru circuitul electric echivalent celui termic se poate scrie legea lui Ohm:

$$t_j - t_a = P_d (R_{thjc} + R_{thca}) \quad (\text{A1.1})$$

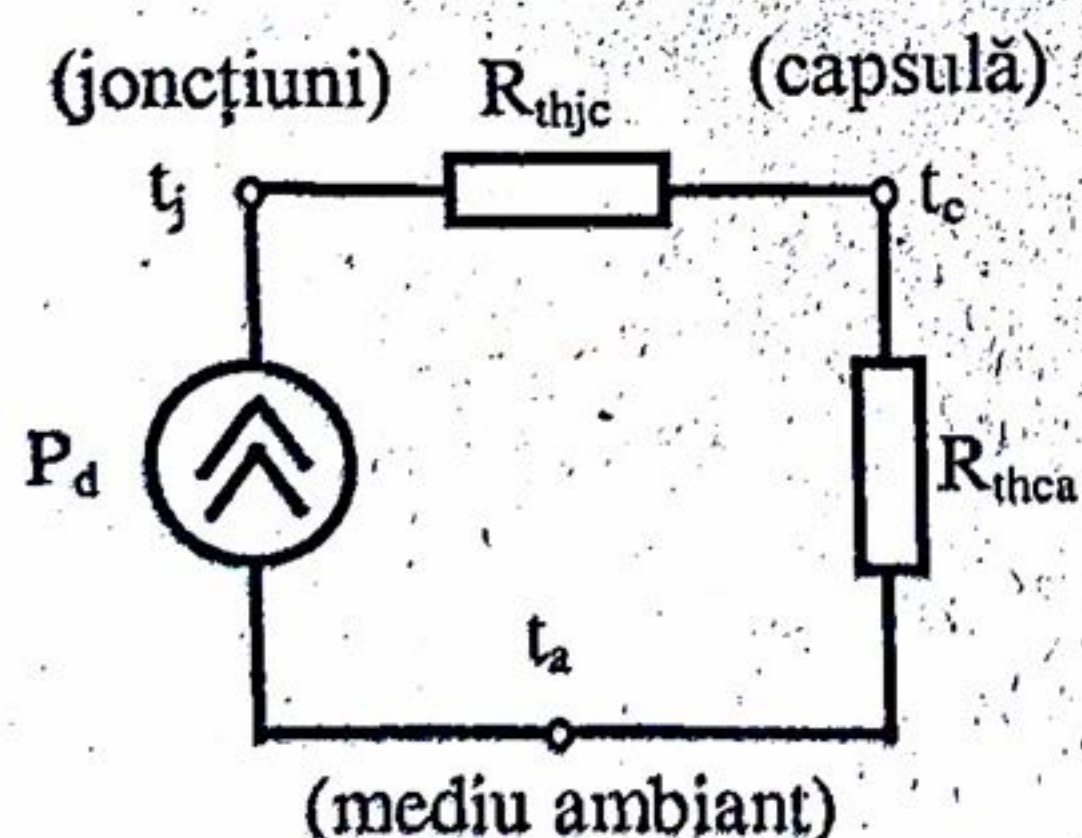


Fig.A1.1. Circuitul termic echivalent.

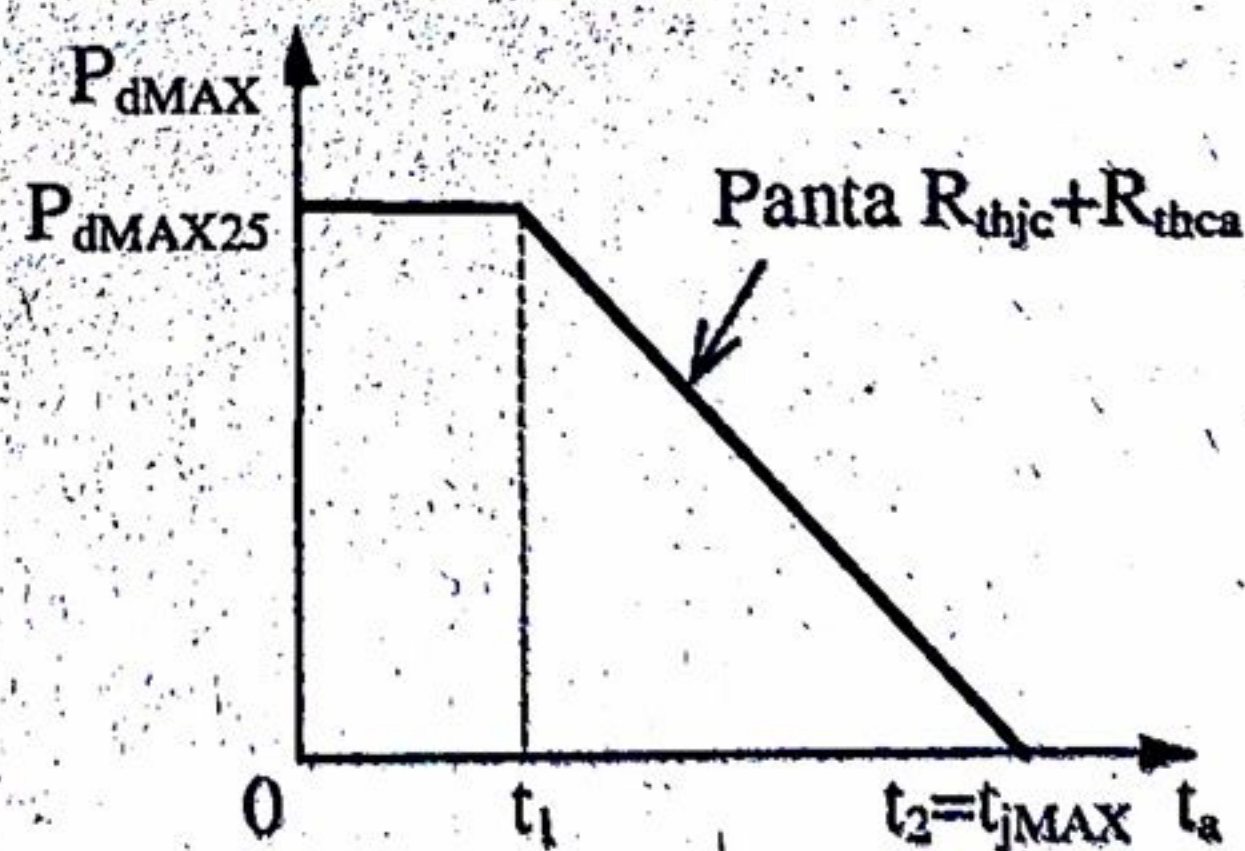


Fig.A1.2. Diagrama puterii disipate maxime.



Rezistențele termice ale dispozitivelor semiconductoare de putere medie și mare sunt date direct în catalog. Uneori se dau însă diagrame  $P_{dMAX}=f(t_a)$ , (fig.A1.2), din care se poate determina rezistența termică totală  $R_{thjc}+R_{thca}$  cu relația

$$R_{thjc}+R_{thca}=\frac{t_2-t_1}{P_{dMAX25}} \quad (A1.2)$$

La dispozitive cu putere disipată maximă de ordinul waților,  $R_{thjc}$  este de câteva unități iar  $R_{thca}$  de ordinul zecilor de  $^{\circ}C/W$ .

Din relația scrisă pentru circuitul echivalent rezultă puterea disipată maximă admisă la un dispozitiv fără radiator

$$P_{dMAX0}=\frac{t_{jMAX}-t_{amax}}{R_{thjc}+R_{thca}}, \quad (A1.3)$$

deoarece trebuie îndeplinită condiția  $t_j \leq t_{jMAX}$ .

Pentru creșterea valorii puterii disipate maxime este necesar să se reducă rezistența termică totală. Acest lucru este posibil numai prin șuntarea rezistenței  $R_{thca}$  (la care este acces) cu o rezistență termică  $R_{thrtot}$  mai mică (fig.A1.3), ceea ce în practică se realizează cu ajutorul unui radiator. Acesta constă dintr-un corp metalic cu aripioare sau dintr-o placă metalică cu suprafața de răcire mare, care este pus în contact cu capsula dispozitivului semiconductor.

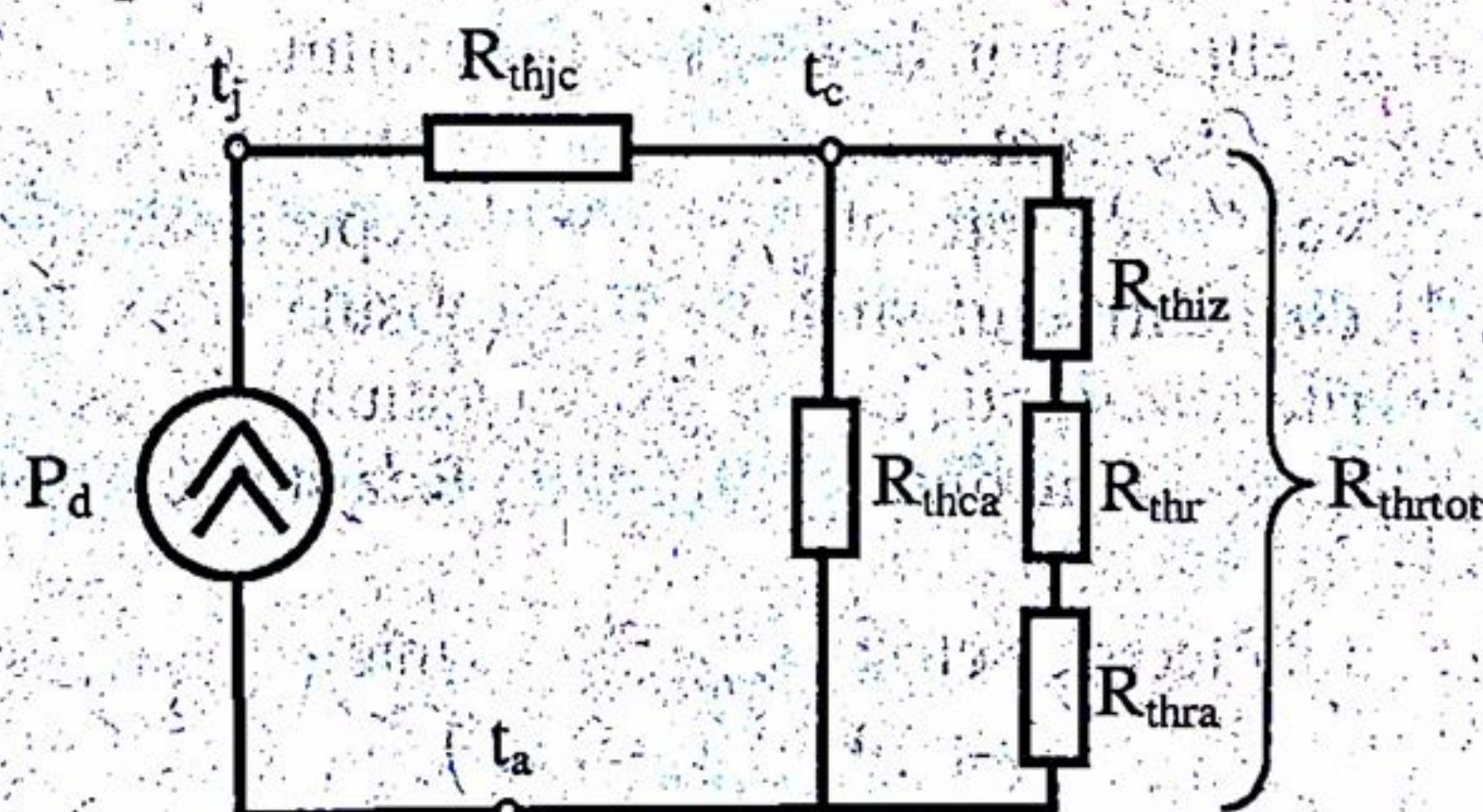


Fig.A1.3. Circuitul termic echivalent cu radiator.

În rezistența termică  $R_{thrtot}$  trebuie incluse, pe lângă rezistența termică proprie  $R_{thra}$  a radiatorului (între locul de contact cu dispozitivul semiconductor și mediu), și rezistențele termice ale izolației electrice  $R_{thiz}$  (când aceasta este utilizată) și contactul dintre capsulă și radiator –  $R_{thr}$ .

Pentru reducerea rezistenței termice a izolației se utilizează ca material izolator o foiță mică cu grosimea de cca 0,1mm. Aceasta introduce o rezistență termică de ordinul

$$R_{thiz} \approx \frac{275...325}{A_c} \quad [^{\circ}C/W], \quad (A1.4)$$

unde  $A_c$  reprezintă aria suprafeței de contact dintre capsulă și radiator în  $mm^2$ .



În [28] se arată că se poate folosi ca izolație o folie de oxid de beriliu care poate fi chiar mult mai groasă decât cea de mică, și anume, de 1...1,5mm, care prezintă o rezistență termică de aproape două ori mai mică decât aceea a foiței de mică. De asemenea, mai poate fi utilizată o folie de aluminiu anodizat de grosime 0,4mm, cu rezistența termică apropiată de cea a foiței de mică.

Pentru reducerea rezistenței termice  $R_{thcr}$  se prelucrează suprafața de contact a radiatorului astfel încât să nu prezinte asperități. Este indicat fie să se ungă locul de contact cu vaselină siliconică, fie, dacă există asperități, să se interpună o șaibă subțire de plumb. Deoarece  $R_{thcr}$  depinde puternic de cuplul de strângere a șuruburilor acestea se strâng de obicei cu cheie dinamometrică până la o valoare de 10-20 kgcm. Astfel se reduce rezistența termică de contact la o valoare (orientativă)

$$R_{thcr} \approx \frac{200...275}{A_c} \quad [^{\circ}\text{C/W}] \quad (\text{A1.5})$$

Cu acestea se poate scrie rezistența termică totală între joncțiuni și mediu:

$$R_{thj\text{atot}} = R_{thjc} + R_{thca} \parallel (R_{thiz} + R_{thcr} + R_{thra}) \quad (\text{A1.6})$$

Fiind impusă puterea disipată  $P_{dmax}$  pe care trebuie să o suporte dispozitivul semiconductor (montat pe radiator), se poate determina rezistența  $R_{thj\text{atot}}$  cu relația

$$R_{j\text{atot}} = \frac{t_{jMAX} - t_{a\text{max}}}{P_{dmax}} \quad (\text{A1.7})$$

În continuare se prezintă mai întâi calculul suprafeței radiatoarelor plane, cu dispozitivul semiconductor montat central și cu răcire naturală, apoi ulterior calculul radiatoarelor cu aripioare.

Suprafața necesară a radiatorului plan de formă pătrată cu dispozitivul semiconductor montat central este [1]

$$S = \frac{650k}{R_{thra} - 33 \frac{\sqrt[4]{k}}{\sqrt{\lambda g}}} \quad [\text{cm}^2], \quad (\text{A1.8})$$

în care:  $\lambda$  - reprezintă conductibilitatea termică a metalului în  $[\text{W}/^{\circ}\text{C}]$  ( $\lambda=210$  pentru aluminiu și 280 pentru cupru),  $g$  - grosimea plăcii radiatorului în  $[\text{mm}]$ ,  $k$  - o constantă ce ține cont de poziția și culoarea radiatorului (de calitățile sale de radiație), și este măsurată în  $[\text{W}/^{\circ}\text{C}]$ .

În tabelul A1.1 se prezintă valoarea constantei  $k$  în funcție de poziția și culoarea radiatorului.

Tabelul A1.1

| Poziție<br>Culoare | Orizontală             |        | Verticală              |        |
|--------------------|------------------------|--------|------------------------|--------|
|                    | naturală<br>(lustruit) | neagră | naturală<br>(lustruit) | neagră |
| k                  | 1                      | 0,5    | 0,85                   | 0,43   |



Înnegrirea radiatorului trebuie realizată pe cale chimică și nu prin vopsire. Din tabelul A1.1 rezultă că cele mai eficiente radiatoare sunt cele verticale înnegrite și că pentru o putere disipată dată acestea vor avea dimensiunea minimă.

Pentru radiatoare dreptunghiulare, suprafața rezultată pentru un radiator pătrat din calculul cu relația de mai sus se înmulțește cu un factor de corecție  $m$  dat în fig. A1.4 în funcție de raportul laturilor. Și în acest caz dispozitivul semiconductor se consideră montat central.

În cazul realizării unor radiatoare de forme speciale (diferite de forma plană sau plan-îndoit), calculul dimensiunilor radiatorului pe baza rezistenței termice necesare nu este deloc simplu și nici suficient de exact. În cazul unei producții de serie este indicat să se rezolve problema prin măsurare practică a rezistenței  $R_{ra}$ .

Pentru marea majoritate a dispozitivelor semiconductoare se dă în catalog puterea disipată maximă admisă  $P_{tot}$  în condițiile în care temperatura capsulei este menținută la  $25^{\circ}\text{C}$ . Această putere este în continuare notată cu  $P_{tot25}$ . Ea corespunde situației ideale când în circuitul termic rămâne numai  $R_{thjc}$ , ( $R_{thcr} + R_{thra} = 0$ ) și poate să fie suportată practic de dispozitiv numai în cazul unei răcirii forțate, dacă temperatura capsulei lui se poate coborî la  $25^{\circ}\text{C}$ . În cazul răcirii naturale este imposibil acest lucru. Din păcate cataloagele nu prezintă date despre puterea disipată maximă admisă cu răcire naturală și anumite suprafețe de radiator, situația cel mai des întâlnită în aplicațiile practice. Orientativ, un dispozitiv semiconductor poate fi utilizat cu radiator plan de dimensiuni încă acceptabile (neexagerate) și răcire naturală (asigurată prin deschideri corespunzătoare în carcasele aparatelor) la  $t_{amax} = 25^{\circ}\text{C}$ , dacă puterea disipată pe dispozitiv nu depășește valoarea:

$$P_{dMAXr25} = 0,35 \dots 0,4 P_{tot} \quad (A1.9)$$

Pentru radiatoare cu aripioare coeficientul din această relație poate fi mai mare. Situația puterilor disipate maxime este dată în fig. A1.5.

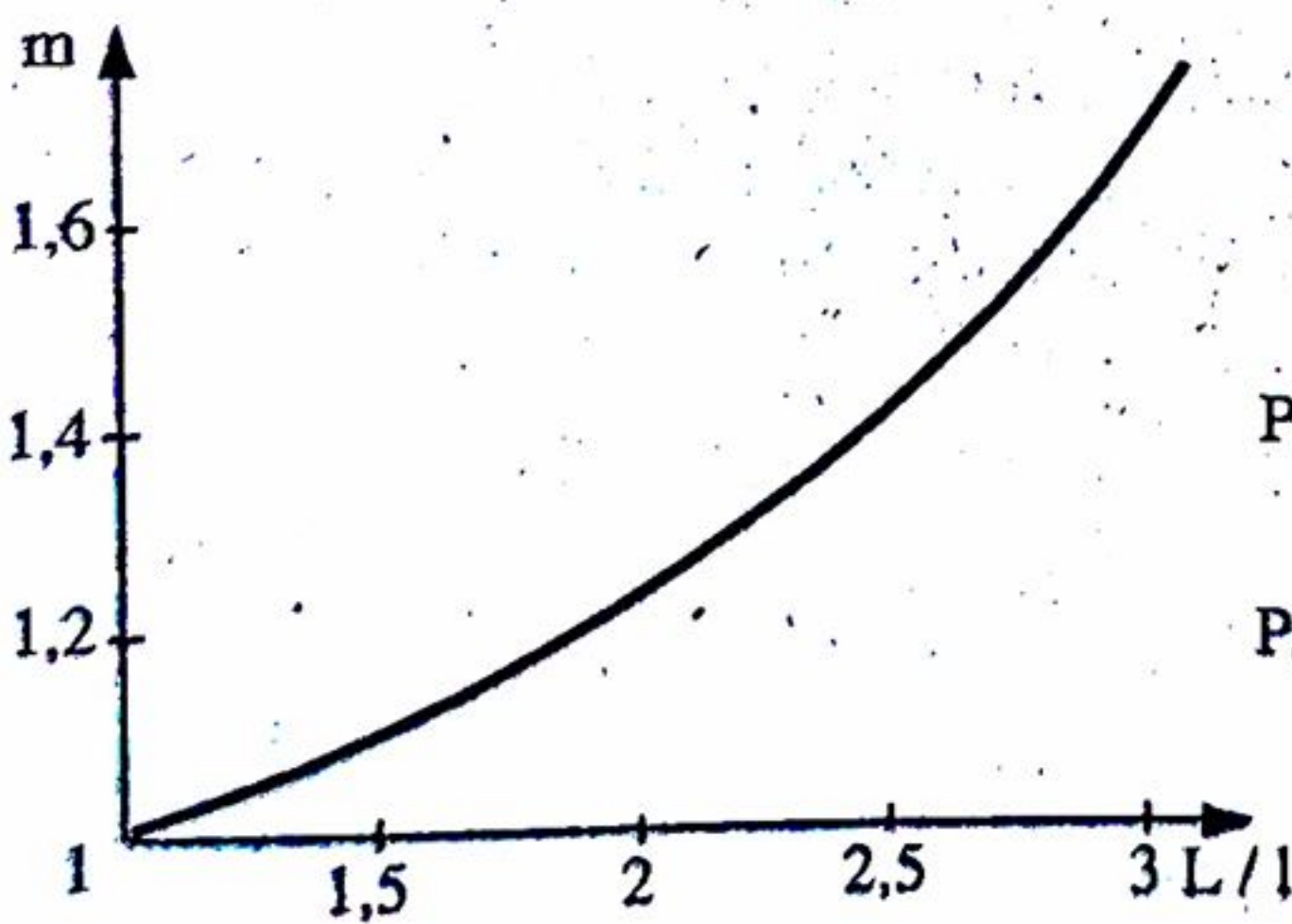


Fig. A1.4. Corecția pentru radiator dreptunghiular.

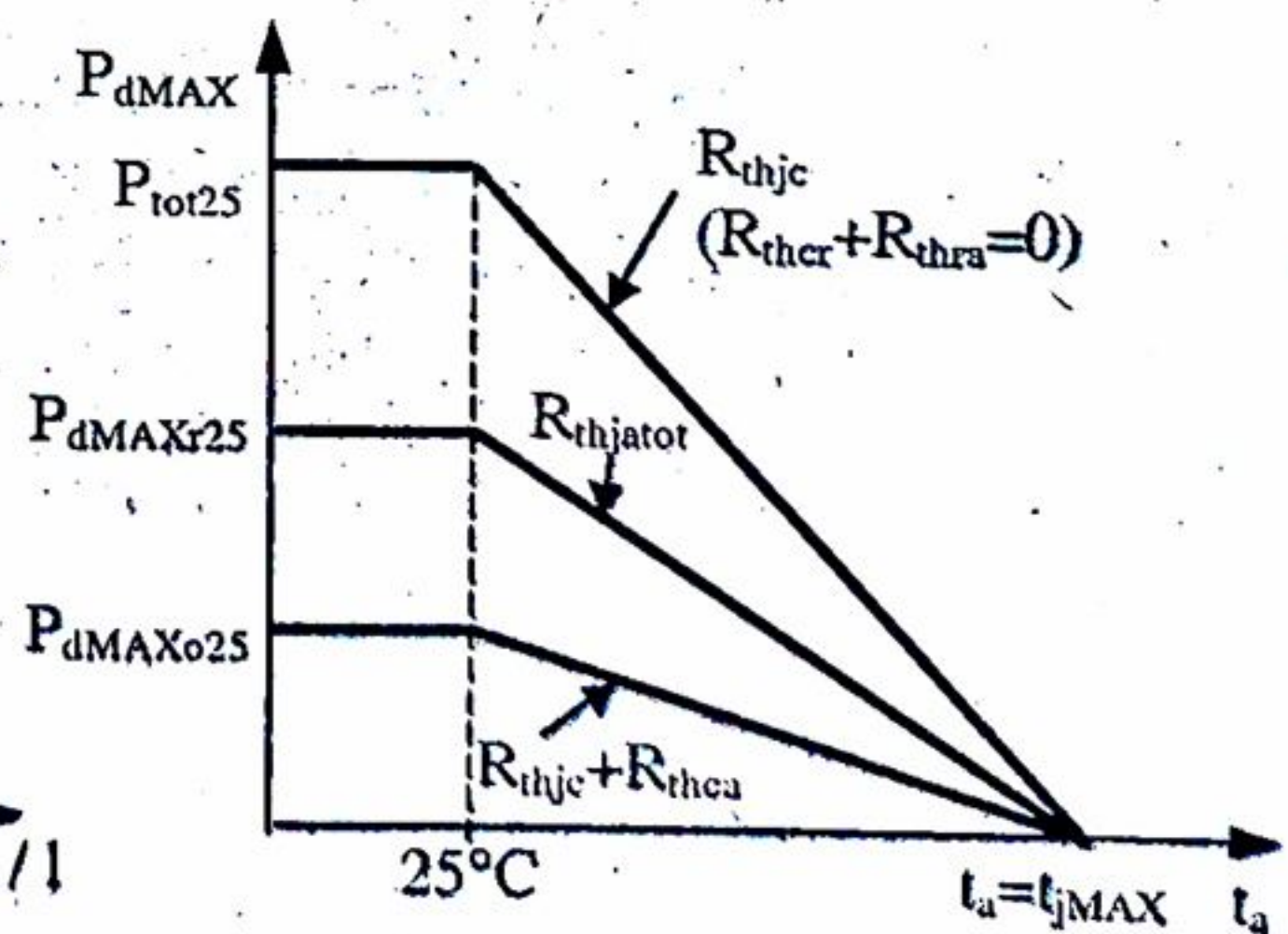


Fig. A1.5. Puterile disipate maxime în diferite condiții de răcire.



Pentru diferite temperaturi maxime ale mediului se poate obține puterea  $P_{dMAXr}$  cu o diagramă de forma dată în fig. A1.5 sau cu relația

$$P_{dMAXr} = P_{dmaxr25} \frac{t_{jMAX} - t_{amax}}{t_{jMAX} - 25} \quad (A1.10)$$

Dacă viteza de variație a căldurii evacuate nu este mai mare decât viteza de variație<sup>22</sup> a căldurii generate într-un dispozitiv semiconductor poate să apară un proces termic cumulativ denumit „ambalare termică”, ce conduce în final la depășirea temperaturii  $t_{jMAX}$  și la deteriorarea dispozitivului [37]. Stabilitatea termică a unui dispozitiv semiconductor depinde și de circuitul electric în care acesta este conectat. Analiza ei constituie însă o problemă dificilă [37].

Pentru dimensionarea radiatorului unui dispozitiv semiconductor sau unui circuit integrat sunt necesare următoarele date inițiale:

- putere disipată maximă pe care trebuie să o suporte dispozitivul:  $P_{dmax}$ ,
- temperatura maximă admisă a joncțiunilor dispozitivului:  $t_{MAX}$ ,
- puterea disipată  $P_{tot}$  a dispozitivului,
- rezistențele termice  $R_{thjc}$ ,  $R_{thca}$  ale dispozitivului,
- temperatura maximă a mediului ambiant:  $t_{amax}$ ,
- condiții de răcire și informații despre radiator (tipul plan sau cu aripioare, poziția radiatorului, culoarea și eventual materialul).

Calculul suprafeței radiatorului plan conține următoarele etape:

a) Se determină puterea disipată maximă admisă de dispozitivul fără radiator cu relația A1.3 și se verifică îndeplinirea condiției:

$$P_{dmax} \leq P_{dMAXo} \quad (A1.11)$$

în care caz nu este necesar radiator. Dacă această condiție nu este îndeplinită trebuie prevăzut radiator.

b) Se determină puterea maximă admisă la  $t_a = 25^\circ\text{C}$  de către dispozitivul cu radiator, cu răcire naturală, din relația A1.9 și se corectează această putere pentru temperatura  $t_{amax}$ , dată în enunț, cu relația A1.10. Apoi se verifică inegalitatea

$$P_{dmax} < P_{dMAXr} \quad (A1.12)$$

când are sens să se calculeze radiatorul. În caz contrar, este necesară fie o răcire forțată, fie adoptarea unui dispozitiv de putere mai mare.

c) Se determină rezistența termică totală cu relația A1.7.

d) Se estimează rezistențele termice  $R_{ther}$  și (dacă este cazul)  $R_{thiz}$ , cu relațiile A1.5 și A1.4.

e) Se stabilește rezistența termică a radiatorului cu relația

$$R_{thra} = \frac{R_{thca} (R_{thjatot} - R_{thjc})}{R_{thca} - (R_{thjatot} - R_{thjc})} - (R_{thiz} + R_{ther}) \quad (A1.13)$$

Obținerea unei valori negative pentru  $R_{thra}$  (posibilă în special când se folosește



izolație între capsula dispozitivului și radiator) arată că tipul de dispozitiv adoptat nu poate fi folosit din cauza posibilităților slabe de evacuare a căldurii.

f) Se determină suprafața necesară a radiatorului plan cu relația A1.8, adoptându-se grosimea tablei între 1...4mm – mai mică pentru puteri reduse. Evident, pentru creșterea siguranței în funcționare a dispozitivului, suprafața radiatorului se va mări cu 15...20% !

g) În cazul impunerii unei forme dreptunghiulare pentru radiator este necesar să se multiplice suprafața  $S$  rezultată la punctul e cu factorul de corecție  $m$ , citit în fig.A1.4.

Dacă suprafața radiatorului rezultă de valoare ridicată (sute de  $\text{cm}^2$ ), se va încerca creșterea grosimii tablei. Dar aceasta are totuși un efect redus asupra dimensiunii radiatorului. Pentru cazul când gabaritul radiatorului nu este acceptabil, este necesar să se utilizeze radiatoare cu aripioare, a căror dimensionare este prezentată în cele ce urmează. O altă soluție, care deseori poate fi și mai ieftină, este aceea a adoptării unui dispozitiv sau circuit integrat de putere  $P_{\text{tot}}$  mai ridicată.

Pentru cazul radiatoarelor cu aripioare [20], plecând de la o metodă de descompunere a acestora în mai multe radiatoare elementare, s-a stabilit o formulă de calcul aproximativă pentru înălțimea  $h$  a radiatorului necesar când se impune rezistența lui termică  $R_{\text{thra}}$ , stabilită ca la radiatorul plan:

$$h = \frac{1300k}{pR_{\text{thra}}} \left[ 1 + \frac{R_{\text{tho}}}{(0,5n-1)R_{\text{thra}}} \right] \quad [\text{cm}] \quad , \quad (\text{A1.14})$$

unde:  $k$  are aceeași semnificație ca la radiatorul plan,

$p$  reprezintă perimetrul total al secțiunii profilului de aluminiu din care se taie radiatorul (se va calcula prin însumarea tuturor segmentelor și racordărilor din care este compusă secțiunea) în cm,

$n$  este numărul de aripioare de pe o față a radiatorului (mai mare decât 2 deoarece pentru  $n=2$  radiatorul se poate trata ca unul plan îndoit),

$R_{\text{tho}}$  este dată de relația cunoscută de la radiatorul plan din aluminiu

$$R_{\text{tho}} = \frac{33 \cdot \sqrt{k}}{\sqrt{210g}} \quad (\text{A1.15})$$

Aici:  $g$  reprezintă grosimea medie a peretelui central și a aripioarelor radiatorului în mm.

Și în cazul radiatorului cu aripioare se recomandă o suplimentare a înălțimii  $h$  obținută prin calculul cu formula de mai sus cu 15...20%, pentru creșterea siguranței în funcționare.



## ANEXA 2

## DETERMINAREA EXPERIMENTALĂ A ARIEI SOA LA REGULATOARELE INTEGRATE

Din păcate, cataloagele de regulatoare integrate prezintă doar una sau cel mult două grafice SOA și acestea, pentru situații mai rar întâlnite: răcire forțată cu temperatura capsulei ținută la 25°C sau utilizarea unui radiator „infinit”, ori pentru o temperatură a joncțiunilor coborâtă (de pornire) etc. Este, așadar, necesară frecvent ridicarea experimentală a graficelor SOA la regulatoare cu sau fără radiator.

Întrucât forma ariei SOA a unui regulator integrat, care dispune de toate cele trei protecții, depinde de regimul de lucru al acestuia, sunt două regimuri în care se vor face măsurători:

- în funcționare normală a stabilizatorului ce include regulatorul,
- în scurtcircuit la ieșirea stabilizatorului.

Desigur, pentru aceste măsurători, regulatorul poate fi sau nu montat pe un radiator, după caz. Măsurătorile se pot face pentru cazul utilizării diferitelor tipuri de radiatoare cu rezistența termică cunoscută sau determinată conform Anexei 1.

Procedura pentru trasarea limitei zonei SOA (vezi fig.1.8) este atunci următoarea: se stabilesc valori ale căderii de tensiune intrare-ieșire (adică diferite valori ale tensiunii de alimentare a stabilizatorului, prescrise la o sursă stabilizată de curent corespunzător disponibilă) și pentru fiecare din aceste valori se citește curentul furnizat de sursă (acesta este foarte aproape de curentul de ieșire al regulatorului deoarece consumul lui propriu este de obicei neglijabil).

Pentru efectuarea măsurărilor la limita ariei SOA în **regim normal de funcționare** trebuie realizată pentru tipul de regulator dorit, schema dată în catalogul constructorului (cu condensatoare, rezistențe și diode de protecție, precum și cu radiatorul de răcire corespunzător sau dorit). În fig.A2.1 este prezentată ca exemplu concret schema de măsură pentru cazul regulatorului LM317.

Se pune schema sub tensiune și se urmărește (cu un voltmetru numeric ce poate măsura tensiunea de ordinul volților sau zecilor de volți afișând și cifra milivolților sau cel puțin a zecilor de mV) tensiunea stabilizată la ieșire. Punctul în care se atinge curba limită a ariei SOA se manifestă prin începerea unei variații importante (anormală) a tensiunii stabilizate. În mod obișnuit, în interiorul ariei SOA, variațiile tensiunii stabilizate sunt de câțiva mV, dar când protecția începe să acționeze, stabilizatorul iese din funcționarea normală și nu mai stabilizează. Atunci



tensiunea de ieșire variază brusc cu câteva zeci de mV sau chiar mai mult. Se pot acum nota curentul luat de la alimentator și căderea de tensiune pe regulator, aceasta din urmă calculată prin diferența dintre tensiunea de alimentare și tensiunea stabilizată de la ieșire, din momentul anterior căderii.

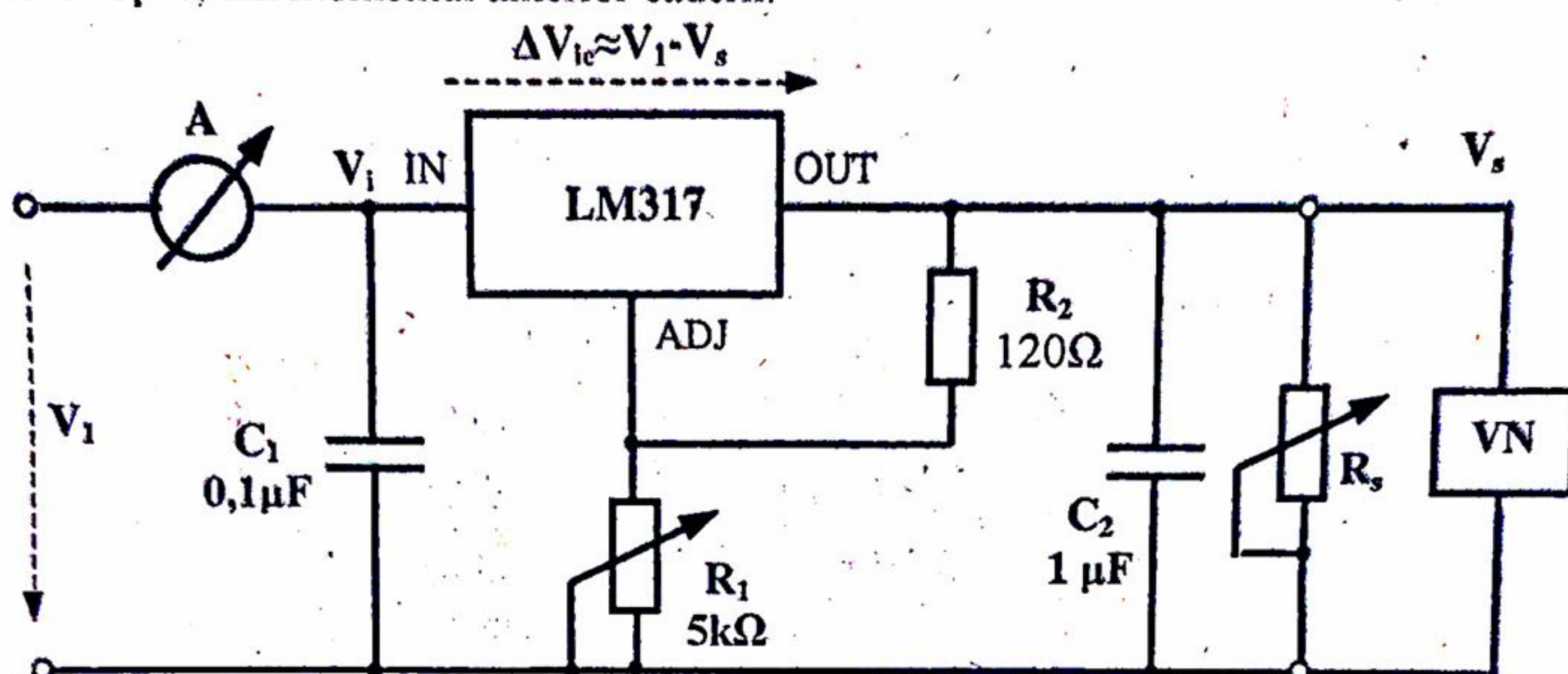


Fig.A2.1. Schema pentru determinarea ariei SOA în funcționare normală:

Sunt două strategii pentru determinarea punct cu punct a ariei SOA:

- A. Se menține căderea de tensiune  $\Delta V_{ie}$  constantă și se modifică curentul de sarcină prin intermediul rezistorului de sarcină  $R_s$  adoptat corespunzător (din legea lui Ohm),
- B. Se menține constant curentul de sarcină și se modifică tensiunea de alimentare  $V_1$  de la sursa stabilizată folosită în acest scop.

Pentru măsurători la limita ariei SOA în regim de scurtcircuit se folosește schema din fig.A2.2.

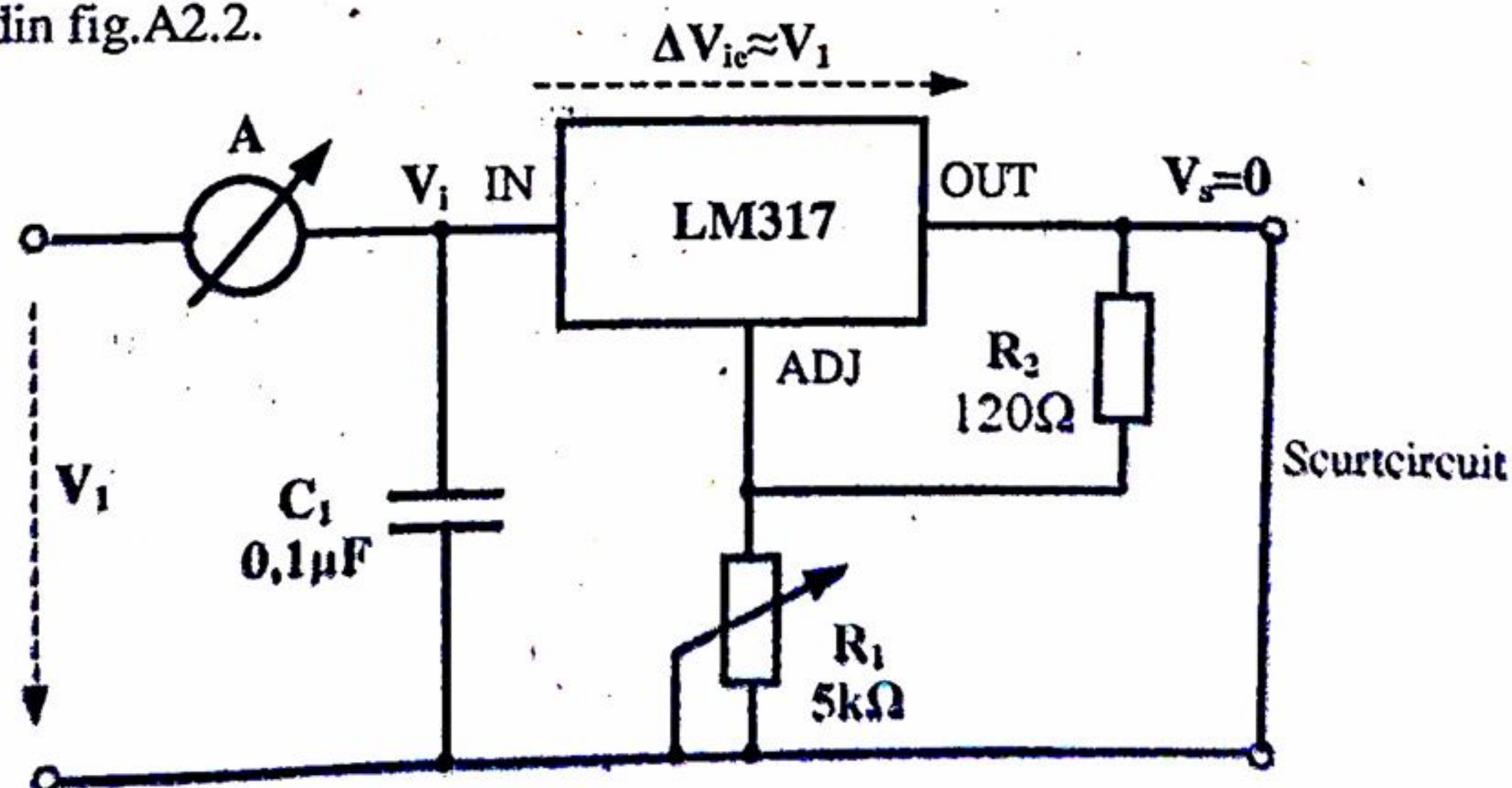


Fig.A2.2. Schema pentru determinarea ariei SOA în scurtcircuit.



De data aceasta regulatorul lucrează în mod automat la limita ariei SOA și nu mai este altceva de făcut decât să se măsoare tensiunea de alimentare  $V_1 = \Delta V_{ie}$  ( $V_s = 0$ ) și curentul de alimentare (aproximativ egal cu curentul de scurtcircuit al regulatorului). Va trebui ca întotdeauna să se folosească radiatorul avut în vedere la viitoarea aplicație, pentru că altfel e necesar ulterior calculul rezistenței termice a radiatorului folosit pentru a o nota pe limita ariei SOA determinate.

Ambele probe de determinare a ariei SOA de mai sus se pot repeta pentru diferite radiatoare, obținându-se o familie de curbe limită foarte utile în proiectarea stabilizatoarelor cu regulatorul testat. Se va avea grijă să se strângă bine șuruburile de montare a regulatorului pe radiator și, eventual, să se ungă aria de contact cu vaselină siliconică (vezi Anexa A1).

Se poate constata la ridicarea ariilor SOA pe cale experimentală că, pe măsură ce dimensiunile radiatorului folosit cresc, limitele ariilor se apropie unele de altele, astfel că nu mai este interesant la un moment dat să se mai mărească radiatorul. Acest lucru se explică prin aceea că legătura dintre rezistența termică și suprafața radiatorului este puternic ne liniară, dar și prin faptul că începe să conteze tot mai mult rezistența termică de contact capsulă-radiator  $R_{thcr}$  care este constantă și intervine în serie cu aceea a radiatorului —  $R_{thra}$  (vezi Anexa A1).

Dacă, la măsurarea ariei SOA a unui regulator în scurtcircuit, acesta se distruge, înseamnă că el nu a fost de calitate necesară și trebuie înlocuit. În mod normal, un regulator integrat, cu sau fără radiator, trebuie să-și reducă automat curentul în scurtcircuit astfel încât să nu se distrugă.



## ANEXA 3

## CIRCUIT DE PROTECȚIE PENTRU SURSE STABILIZATE

## Considerații generale

Este util ca LED-ul indicator de funcționare a unei surse de tensiune stabilizată fixă să lumineze numai când aceasta furnizează la ieșire tensiune cuprinsă între două limite apropiate. La depășirea curentului maxim al sursei (când tensiunea scade) sau la defectarea sursei (când, de cele mai multe ori tensiunea crește) LED-ul indicator se stinge și trebuie să se comande un releu care să deconecteze stabilizatorul de la redresor și/sau un tiristor de scurtcircuitare. Această comandă se poate asigura cu ajutorul unui comparator cu fereastră, adică un comparator cu caracteristică de transfer de forma dată în fig.A3.1.

Pentru o tensiune testată  $V_i$  care se menține la valoare nominală  $V_n$  (în fereastră), nivelul tensiunii de ieșire a comparatorului se menține la valoarea minimă  $V_{emin}$ , cu care se comandă LED-ul să lumineze. Dacă tensiunea testată iese înafara ferestrei (sub limita de jos  $V_j$  sau peste limita de sus  $V_s$ ), nivelul tensiunii de ieșire devine  $V_{emax}$  și se poate comanda stingerea LED-ului, acționarea unui releu și a unui tiristor de scurtcircuitare (acesta din urmă este comandat numai când apare supratensiune la ieșirea stabilizatorului).

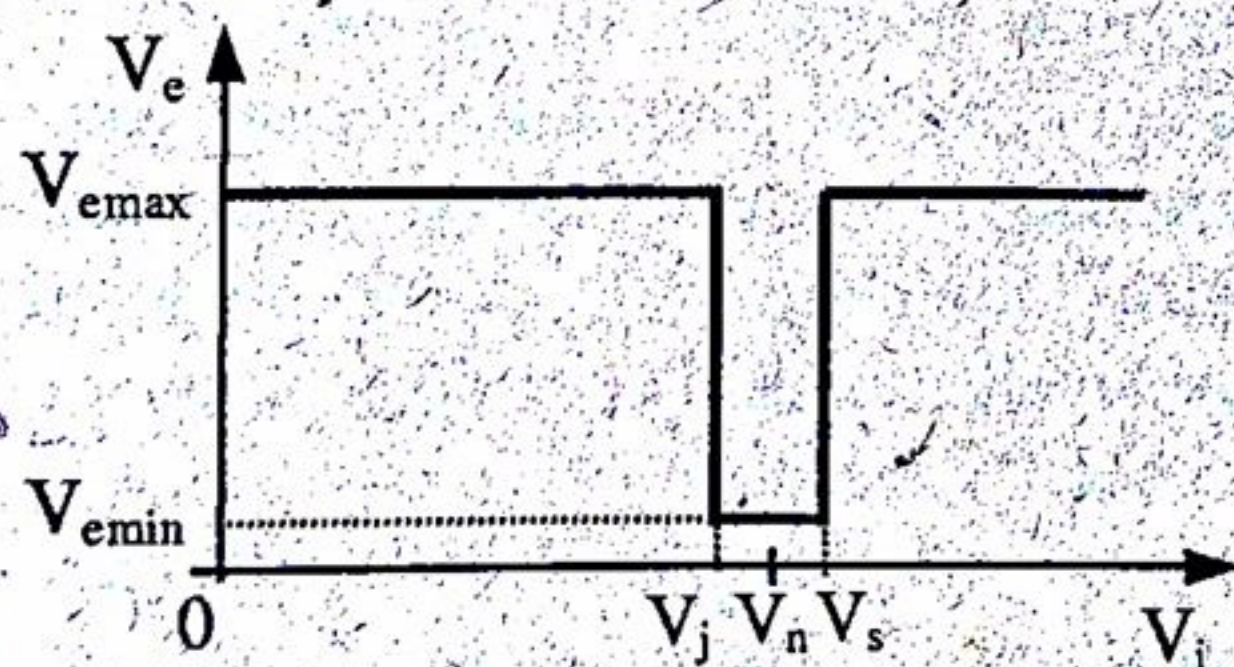
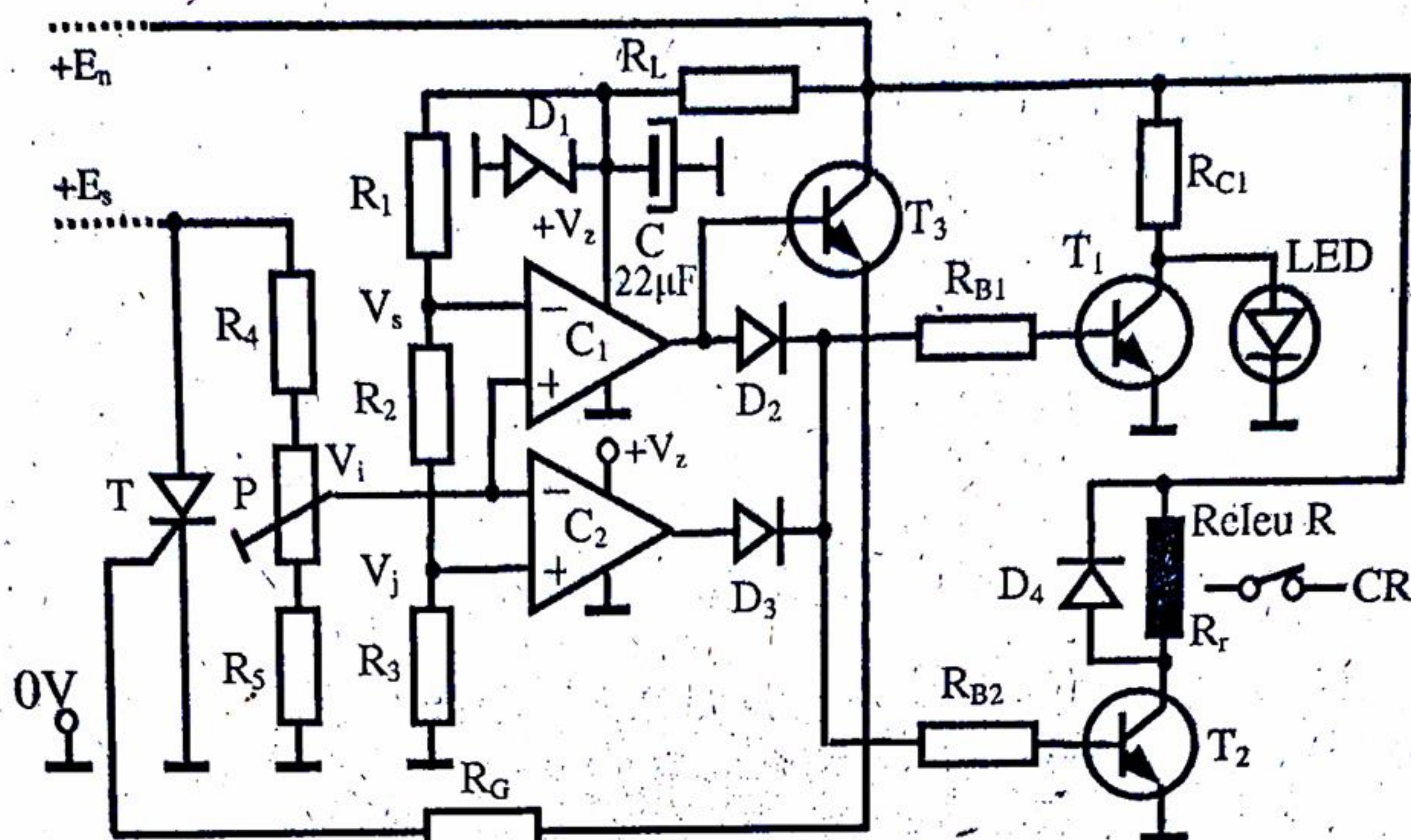


Fig.A3.1. Caracteristica de transfer a unui comparator cu fereastră.

Schema de principiu a unui comparator care testează valoarea unei tensiuni stabilizate pozitive  $E_s$  este dată în fig.A3.2 [34]. Ea include comparatoarele  $C_1$ ,  $C_2$  (amplificatoare operaționale), divizoarele cu rezistențele  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  și  $R_4$ ,  $P$ ,  $R_5$ , diodele  $D_2$ ,  $D_3$ . Celelalte circuite anexate au următoarele funcții: stabilizator auxiliar ( $D_1$ ,  $R_L$ ,  $C$ ), inversor pentru acționarea LED-ului indicator ( $T_1$ ,  $R_{C1}$ ,  $R_{B1}$ ), inversor pentru acționarea releului ( $T_2$ ,  $R_{B2}$ ,  $D_4$ ), circuit de comandă pe grilă a tiristorului de scurtcircuitare ( $T_3$ ,  $R_G$ ).





FigA3.2. Schema unui comparator cu fereastră pentru semnalizare și protecție la o sursă de tensiune fixă.

Componentele comparatorului cu fereastră au următoarele roluri. Divizorul  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  stabilește pragurile  $V_s$  și  $V_j$  ale caracteristicii de transfer, care însă nu vor fi exacte și constante dacă divizorul este alimentat cu o tensiune stabilizată simplu, cu diodă Zener ( $V_z$ ), folosind o tensiune care nu dispăre la defectarea sau supraîncărcarea stabilizatorului protejat. Aceasta va fi o tensiune nestabilizată  $+E_n$  de la ieșirea redresorului ce alimentează stabilizatorul. În principiu, s-ar putea folosi aici un regulator integrat simplu (cu trei pini). Divizorul  $R_4$ ,  $P$ ,  $R_5$  are rolul de a reduce tensiunea  $+E_s$  testată când aceasta este mai mare decât  $V_z - 2V$  și de a permite ajustarea în regim normal de funcționare a tensiunii nominale  $V_n$  aproximativ la mijlocul ferestrei comparatorului (fig.A3.1) ținând cont că rezistențele sunt imprecise, iar tensiunea  $V_z$  prezintă o dispersie importantă. Diodele  $D_2$  și  $D_3$  realizează un circuit logic SAU care permite obținerea la ieșire a nivelului de tensiune ridicat atât în cazul când  $V_i > V_s$  (comparatorul  $C_1$  furnizează nivel pozitiv la ieșire), cât și în cazul când  $V_i < V_j$  (comparatorul  $C_2$  furnizează nivel pozitiv la ieșire).

Calculul divizorului  $R_4$ ,  $P$ ,  $R_5$  se va face astfel încât, în cazul cel mai defavorabil,  $V_i$  să poată atinge prin reglajul de la potențiometrul  $P$  ambele limite ale ferestrei. În acest scop vor fi considerate toleranțele rezistențelor, variațiile și dispersiile posibile ale tensiunilor  $V_z$  și eventual  $E_s$ .

Conectarea comparatorului cu fereastră la un stabilizator de tensiune fixă este prezentată în fig.A3.3. La pornire, întrerupătorul de separare a sarcinii IS este deschis. Contactul normal închis CR, aparținând releului  $R$  acționat de comparator, este închis, deci pornirea stabilizatorului are loc o dată cu cea a redresorului.



Deși în procesul tranzitoriu de pornire tensiunea stabilizată  $E_s$  apare mai repede decât tensiunea auxiliară  $V_z$ , totuși releul nu are timpul necesar pentru a acționa și, dacă  $E_s$  are valoarea corectă (comparatorul fiind reglat anterior) releul rămâne neacționat. În cazul când totuși releul a acționat în regimul tranzitoriu de pornire, precum și în scopul reglării comparatorului la prima punere în funcțiune, se apasă butonul de forțare BF. În acest caz sursa stabilizată intră în funcțiune și LED-ul trebuie să se aprindă. După eliberarea butonului BF releul nu mai este acționat și sursa se poate conecta pe sarcină prin întrerupătorul de separare IS. În continuare, protecția va acționa numai în cazul apariției unui curent de suprasarcină ori în cazul defectării stabilizatorului protejat și apariției unei supratensiuni la ieșire. Reglajul comparatorului cu fereastră la prima punere în funcțiune se face cu sarcina neconectată, iar potențiometrul P se stabilește aproximativ la mijlocul zonei la capetele căreia apar stingerile LED-ului indicator.

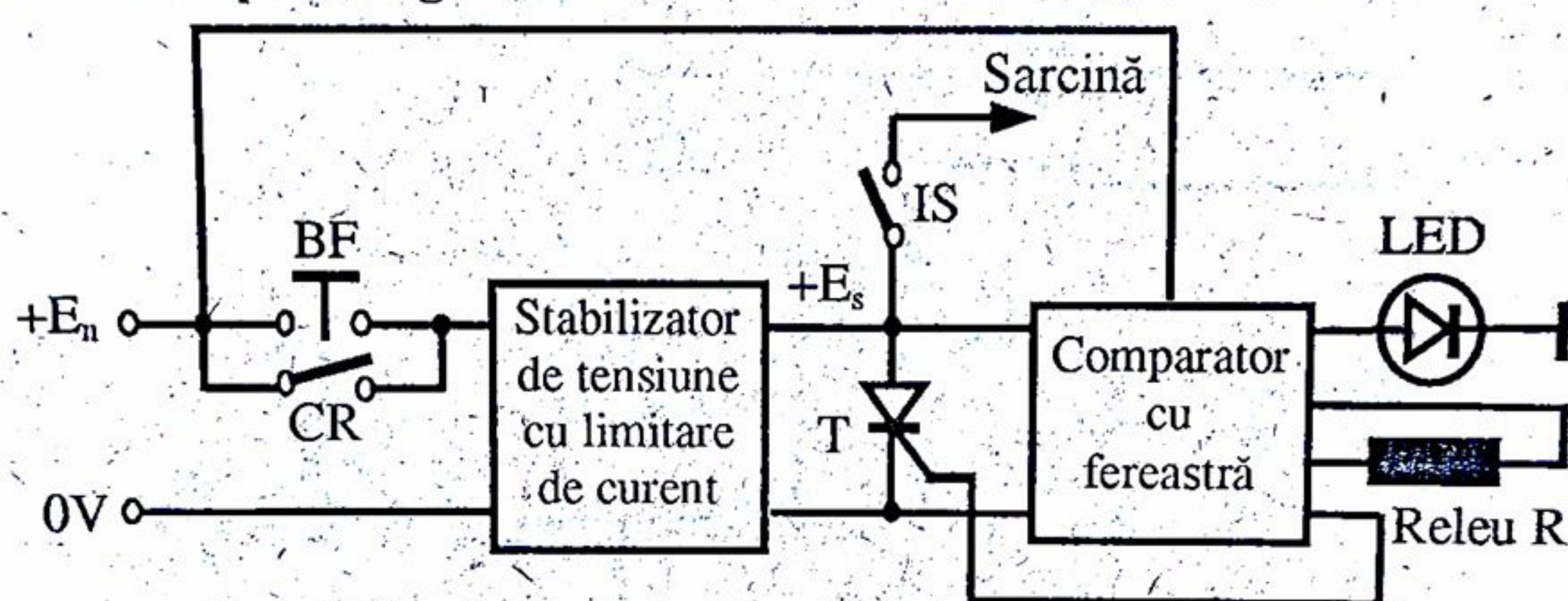


Fig.A3.3. Interconectarea comparatorului cu stabilizatorul protejat.

Deseori intervine problema protecției la un stabilizator de tensiune fixă dublu (cu tensiuni  $\pm E$ ). Aceasta se rezolvă ca în fig.A3.4, fiind posibilă utilizarea unui singur releu cu două contacte normal închise sau a două relee, fiecare cu un singur contact normal închis. În cazul protejării surselor duble este necesar ca cel puțin comparatoarele pentru sursa stabilizată  $-E_s$  să fie alimentate cu două tensiuni de polarități opuse ( $+V_z$  și  $-V_z$ ). Este posibil să se realizeze cele patru comparatoare cu un singur circuit integrat (amplificator operațional cuadruplu). În cazul folosirii unui singur releu de protecție, prin butoanele BF de la cele două surse și cu ajutorul LED-urilor, se poate stabili la care din cele două surse a intervenit supracurent sau supratensiune. Se poate constata că după acționarea protecției, deși sursele  $E_s$  sunt deconectate ( $V_i=0$ ), releul rămâne în continuare acționat, ceea ce este, de altfel, necesar.

În schemă a intervenit în plus o diodă Zener  $D_6$  care trebuie să aibă tensiunea egală cu tensiunea  $E_s$  pentru ca tiristorul  $T'$  să se afle în aceleași condiții de comandă ca și tiristorul  $T$  (deoarece  $T'$  are în catod o tensiune  $-E_s$ ). Se obține astfel rezistența  $R'_G$  egală cu  $R_G$ . Se va calcula puterea disipată pe dioda Zener  $D_6$  introdusă.



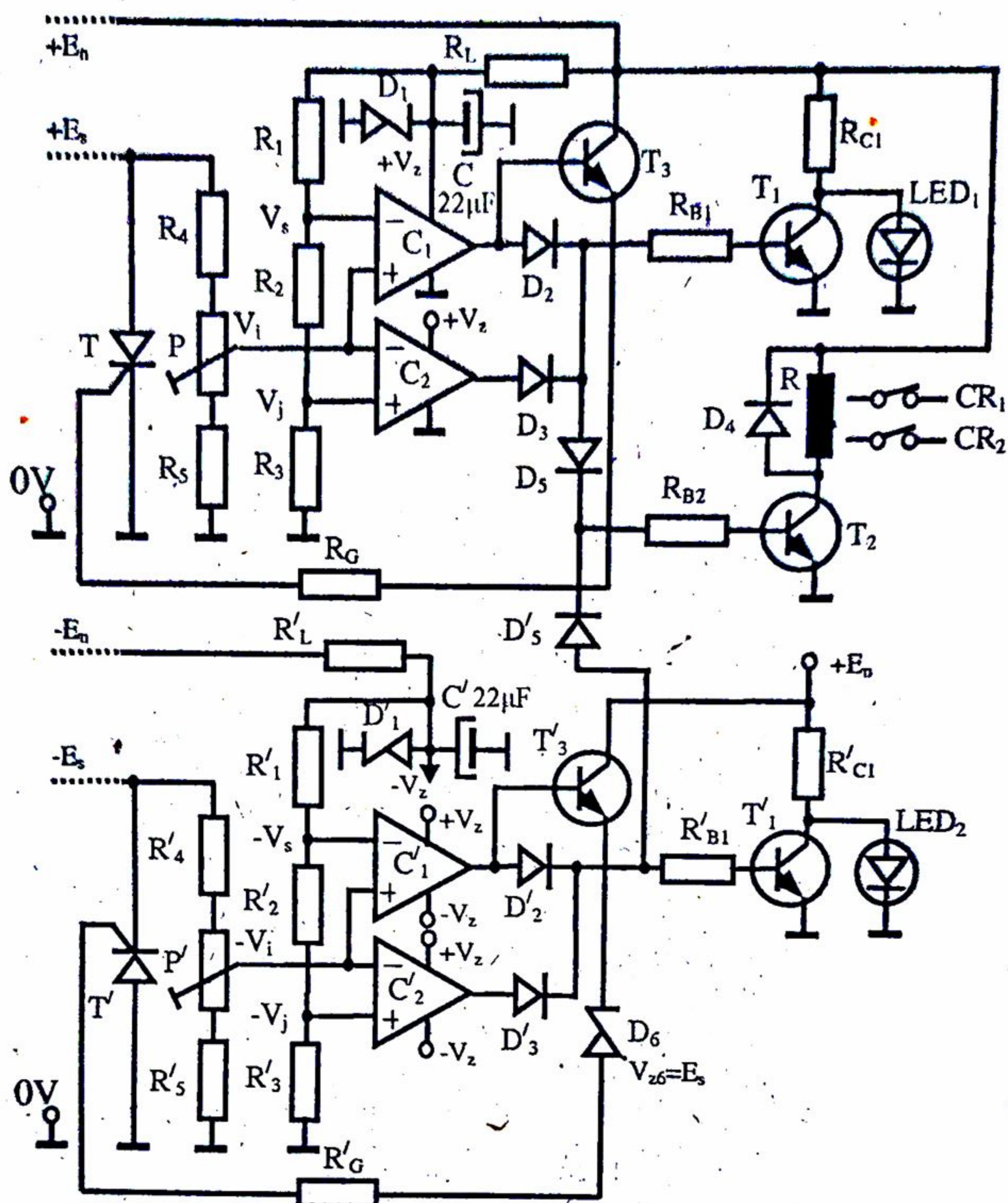


Fig.A3.4. Schemă de protecție și semnalizare pentru stabilizator de tensiune dublu.

### Relații de dimensionare

Datele inițiale necesare pentru calculul comparatorului cu fereastră sunt:

- tensiunea stabilizată testată  $E_s$  și variațiile ei  $\Delta E_{s+}$  și  $\Delta E_{s-}$  la care trebuie să acționeze protecția,
- tensiunea nestabilizată nominală și variațiile ei maxime (considerând și funcționarea aproape de regimul în gol) :  $E_n$ ,  $\Delta E_{n+}$  și  $\Delta E_{n-}$  (cunoscute de la calculul



stabilizatorului, apreciate pe baza unor relații folosite frecvent în carte pentru tensiunile  $V_r$ ,  $V_{\min}$ ,  $V_{\max}$ ) sau măsurate la un redresor deja realizat,

- curentul maxim al stabilizatorului la funcționare normală,  $I_{s\max}$ .

Dimensionarea schemei din fig. A3.3 pentru protecția unei surse de tensiune fixă și semnalizarea funcționării ei cuprinde următoarele etape:

a) Se adoptă tensiunea  $V_z$  a diodei stabilizatoare  $D_1$ , care servește la alimentarea comparatorului, menținându-se aproximativ constantă și după ieșirea tensiunii stabilizate  $E_s$  din domeniul admisibil. Tensiunea  $V_z$  este legată de curentul prin diodă. Pentru diode Zener de 0,4W se recomandă valoarea de 8,2V la curent de 5...10mA, deoarece aceste diode au rezistența dinamică minimă ( $r_z \approx 7\Omega$ ) și deci o variație mai redusă a tensiunii  $V_z$  la variația tensiunii de alimentare nestabilizate  $E_n$ . Dispersia de fabricație a tensiunii stabilizate,  $\Delta V_z$ , negativă și pozitivă, se extrage din catalog și pentru  $V_z=8,2V$  aceasta este de obicei de  $\pm 0,5V$ .

b) Se dimensionează rezistența de limitare a curentului prin dioda stabilizatoare,  $R_L$ , astfel încât prin diodă să treacă în cazul cel mai defavorabil un curent  $I_z$  de 5...10mA (pentru care este dată în catalog valoarea nominală  $V_z$ ):

$$R_L = \frac{(E_n - \Delta E_{n-}) - (V_z + \Delta V_z)}{I_z + I_A + I_D},$$

unde  $I_A$  este curentul tipic consumat de unul sau două amplificatoare operaționale (după cum se utilizează o capsulă cu mai multe amplificatoare ori două capsule separate), iar  $I_D$  este curentul prin divizorul  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  care poate fi adoptat, de exemplu, 1mA.

c) Se adoptă tensiunea de intrare a comparatorului,  $V_i$ , cât mai mare, fără a depăși însă valoarea  $V_z - 2V$  (pentru ca să lucreze corect amplificatorul operațional) și, bineînțeles, tensiunea  $E_s$ . Din același motiv,  $V_i$  nu poate coborî sub +2V. Se determină factorul de divizare  $d$  pe divizorul  $R_4$ ,  $P$ ,  $R_5$

$$d = \frac{V_i}{E_s}.$$

d) Se determină pragurile comparatorului

$$V_s = V_i + d \Delta E_{s+}, \quad V_j = V_i - d \Delta E_{s-},$$

care nu trebuie să fie prea apropiate ( $V_s - V_j > 0,1 \dots 0,2V$ ). Având adoptat mai sus curentul  $I_D$  prin divizorul  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  rezultă rezistențele

$$R_1 = \frac{V_z - V_s}{I_D}, \quad R_2 = \frac{V_s - V_j}{I_D}, \quad R_3 = \frac{V_j}{I_D},$$

care se normalizează cu toleranță restrânsă (2,5 sau 5%) pentru ca reglajul din potențiometrul  $P$  să rămână suficient de fin ( $P$  de valoare cât mai mică).

e) Impunând pentru cazul cel mai defavorabil condițiile

$$V_{i\max} > V_{s\max} \quad \text{și} \quad V_{i\min} < V_{j\min},$$

unde cu indicele  $M$  s-a notat tensiunea de intrare a comparatorului când cursorul potențiometrului este la capătul de sus, iar cu indicele  $m$  - când cursorul se află la



capătul de jos, se asigură posibilitatea ca prin reglajul de la potențiometrul P să se ajusteze tensiunea nominală  $V_{in}$  aproximativ la mijlocul ferestrei.

Din condițiile de mai sus, ținând cont de situația cea mai defavorabilă a toleranțelor, rezultă:

$$R_5 < P \frac{(1-t_p)[a(1-t)+2t]}{b(1+2t)-a(1-2t)-4t}$$

$$(b-1)(1+2t)R_5 - (1-t_p)(1+t)P < R_4 < (a-1)[(1-t_p)(1-t)P + (1-2t)R_5],$$

unde

$$a = \frac{E_s}{V_{smax}} = E_s \frac{R_1(1-t) + (R_2 + R_3)(1+t)}{(V_z + \Delta V'_z)(R_2 + R_3)(1+t)}$$

$$b = \frac{E_s}{V_{jmin}} = E_s \frac{(R_1 + R_2)(1+t) + R_3(1-t)}{(V_z - \Delta V''_z)(R_3(1-t))},$$

cu

$$\Delta V'_z = \Delta V_z + \Delta E_{n+} \frac{r_z}{R_L(1-t)} \quad \text{și} \quad \Delta V''_z = \Delta V_z + \Delta E_{n-} \frac{r_z}{R_L(1-t)},$$

iar  $t_p$  și  $t$  sunt toleranțele în valori relative ale potențiometrului (de obicei 0,2) și rezistențelor din divizoare (0,025 sau 0,05).

Condițiile pentru  $R_5$  și  $R_4$  s-au scris admitând că potențiometrul P se adoptă de valoare normalizată (0,5, 1, 2,5k $\Omega$  etc.) începând cu o valoare mai mică, după care se calculează  $R_5$  și apoi cele două limite între care trebuie să se găsească  $R_4$ . Dacă la primul calcul inegalitatea dublă pentru  $R_4$  nu este îndeplinită, atunci se reia adoptarea valorii potențiometrului P (admitându-se prima valoare superioară) și se refac calculele pentru determinarea rezistențelor  $R_5$  și  $R_4$ .

f) Se determină rezistența  $R_{C1}$  care servește la impunerea curentului prin LED:

$$R_{C1} \leq \frac{E_n - \Delta E_{n-} - V_L}{I_L(1+t)},$$

cu  $V_L \approx 1,6V$  și  $I_L = 10...15mA$  – tensiunea pe dioda LED și curentul necesar pentru iluminarea normală a acesteia. Toleranța  $t$  a rezistenței  $R_{C1}$  poate fi și 0,1.

Curentul maxim de colector al tranzistorului  $T_1$  (când acesta va fi saturat) este:

$$I_{C1} = \frac{E_n + \Delta E_{n+} - 0,2}{R_{C1}(1-t)}.$$

Se adoptă un tranzistor de putere mică, de exemplu BC171B sau BC171C (eventual, pentru  $E_n + \Delta E_{n+} < 24V$  se poate utiliza BC172C).

Curentul minim necesar în baza tranzistorului  $T_1$  se determină cu ajutorul factorului de amplificare static în saturație –  $\beta_s$ , care se poate lua de 2...3 ori mai mic decât cel din regim activ la curentul  $I_{C1}$ .

Rezultă rezistența  $R_{B1}$  care are rolul de a limita curentul de bază la valoarea necesară saturării tranzistorului  $T_1$ :



$$R_{B1} \leq \beta_s \frac{V_z - \Delta V_z'' - 2,4}{I_{C1}}$$

g) Se adoptă un releu cu tensiune de acționare puțin mai mică sau egală cu  $E_n - \Delta E_n - 0,2V$ . Releul trebuie să aibă un contact normal închis care să poată „rupe” un curent de câteva ori mai mare decât curentul maxim al stabilizatorului protejat.

Curentul de colector maxim al tranzistorului  $T_2$  este:

$$I_{C2} = \frac{E_n + \Delta E_n - 0,2}{R_r},$$

unde  $R_r$  reprezintă rezistența bobinei releului.

Dacă tensiunea de acționare a releului este sensibil mai mică decât cea de mai sus, este necesar să se însereze cu bobina acestuia o rezistență potrivită.

Se adoptă un tranzistor de acționare a releului care să îndeplinească următoarele condiții:

$$V_{CE0} < E_n + \Delta E_n + 1V, \quad I_{CMAX} \geq 2I_{C2}.$$

Rezistența  $R_{B2}$ , care va limita curentul de bază la valoarea necesară pentru saturarea tranzistorului  $T_2$ , va avea valoarea

$$R_{B2} \leq \beta_s \frac{V_z - \Delta V_z'' - 0,2}{I_{C2}}.$$

Dioda  $D_4$ , care protejează tranzistorul împotriva supratensiunii produsă de bobina releului la anularea bruscă a curentului prin aceasta, se adoptă dintre diodele redresoare de curent redus (0,4, 0,7, 1A), eventual rapidă.

h) Se adoptă tiristorul  $T$  de curent direct maxim mult mai mare decât curentul  $I_{smax}$  al stabilizatorului testat (de 10...20 ori mai mare). Nu este necesar radiator pentru acest tiristor deoarece el conduce curentul de scurtcircuit al stabilizatorului un timp redus și nu ajunge să se încălzească mult.

Tranzistorul  $T_3$  trebuie să aibă curentul limită  $I_{CMAX}$  egal sau mai mare decât dublul curentului de grilă minim necesar al tiristorului,  $I_{GMIN}$  (extras din catalog) și puterea disipată maximă mai mare decât aceea ce poate să apară la defectarea integratului protejat:

$$P_{d3} = [(E_n + \Delta E_n) - (V_z - \Delta V_z - 1,8)] I_{GMIN}.$$

Rezistența necesară în grila tiristorului va fi

$$R_G \leq \frac{V_z - \Delta V_z'' - V_{GMIN} - 2}{I_{GMIN}(1+t)},$$

unde  $V_{GMIN}$  este tensiunea de grilă a tiristorului în cazul cel mai defavorabil, dată în catalog alături de  $I_{GMIN}$ . Puterea disipată pe rezistența  $R_G$  va fi (la defectarea circuitului integrat)

$$P_{RG} = \frac{(V_z + \Delta V_z - 2,6)^2}{R_G(1-t)}$$

și este necesară adoptarea rezistenței  $R_G$  normalizate.



La calculul redresorului de tensiune pozitivă ce alimentează stabilizatorul se va lua în considerare și încărcarea suplimentară cu curentul  $I_z + I_A + I_D + I_L$  (eventual  $2I_L$  dacă stabilizatorul este dublu). Curenții  $I_{C1}$ ,  $I_{C2}$ , și  $I_{GMIN}$  sunt consumați numai după acționarea protecției, când stabilizatorul de tensiune este deconectat de către releu și nu mai consumă curent de la redresor. Deci, acești curenți nu mai încarcă suplimentar redresorul de tensiune pozitivă. Redresorul de tensiune negativă  $-E_n$  (dacă există) este încărcat suplimentar cu curentul  $I_z + I_A + I_D$ , care este redus.

### Exemplu de dimensionare

Se va dimensiona circuitul de protecție și semnalizare pentru o sursă stabilizată dublă, de  $\pm E_s = \pm 15V$ . Protecția trebuie să acționeze la variații ale acestei tensiuni de  $\pm 0,5V$ . Tensiunea nestabilizată este  $E_n = 20V$  și are variațiile  $\Delta E_{n+} = 3V$ ,  $\Delta E_{n-} = 1V$ . Curentul maxim al fiecărei surse este  $I_{smax} = 1A$ . Se va folosi un singur releu de protecție (fig.A3.4).

Se adoptă  $V_z = 8,2V$  la curentul  $I_z = 10mA$ . Diodele de acest tip au rezistența  $r_z \approx 7\Omega$  și dispersia de fabricație  $\Delta V_z = \pm 0,5V$ . Rezistența de limitare va fi

$$R_L = \frac{(E_n - \Delta E_{n-}) - (V_z + \Delta V_z)}{I_z + I_A + I_D} = \frac{(20 - 1) - (8,2 + 0,5)}{10 + 3 + 1} = 0,736k\Omega,$$

unde s-a folosit curentul maxim de alimentare al amplificatorului cuadru LM324,  $I_A = 3mA$ . Rezistența  $R_L$  se normalizează la  $750\Omega \pm 2,5\%$ .

Se adoptă tensiunea de intrare a comparatorului  $V_i = 6V$  și rezultă factorul de divizare

$$d = \frac{V_i}{E_s} = \frac{6}{15} = 0,4$$

Se determină pragurile comparatorului

$$V_s = V_i + d\Delta E_s = 6 + 0,4 \cdot 0,5 = 6,2V$$

$$V_j = V_i - d\Delta E_s = 6 - 0,4 \cdot 0,5 = 5,8V$$

Se constată că  $V_s - V_j = 0,4V$ , adică suficient de mare. Admitând curentul  $I_D = 1mA$ , rezultă apoi

$$R_1 = \frac{V_z - V_s}{I_D} = \frac{8,2 - 6,2}{1} = 2k\Omega$$

$$R_2 = \frac{V_s - V_j}{I_D} = \frac{6,2 - 5,8}{1} = 0,4k\Omega$$

$$R_3 = \frac{V_j}{I_D} = \frac{5,8}{1} = 5,8k\Omega,$$

care se normalizează la valorile:  $2,05k\Omega \pm 2,5\%$ ,  $402\Omega \pm 2,5\%$  și  $5,9k\Omega \pm 2,5\%$ .



Se calculează

$$\Delta V_z' = \Delta V_z + \Delta E_{n+} \frac{r_z}{R_L(1-t)} = 0,5 + 3 \frac{7}{7500,975} \approx 0,53V$$

$$\Delta V_z'' = \Delta V_z + \Delta E_{n-} \frac{r_z}{R_L(1-t)} = 0,5 + 1 \frac{7}{7500,975} \approx 0,51V$$

$$a = \frac{E_s}{V_{smax}} = E_s \frac{R_1(1-t) + (R_2 + R_3)(1+t)}{(V_z + \Delta V_z')(R_2 + R_3)(1+t)} = 15 \frac{20500,975 + (402 + 5900)1,025}{(8,2 + 0,53)(402 + 5900)1,025} = 2,25$$

$$b = \frac{E_s}{V_{jmin}} = E_s \frac{(R_1 + R_2)(1+t) + R_3(1-t)}{(V_z - \Delta V_z'')(R_3(1-t))} = 15 \frac{(2050 + 402)1,025 + 59000,975}{(8,2 - 0,51)59000,975} \approx 2,8$$

După calculul cu P admis de  $1k\Omega$  se constată că nu se îndeplinește condiția dublă pentru  $R_4$  și se adoptă  $P = 2,5k\Omega$  (cu toleranța  $t_p = \pm 0,2$ ). Rezultă

$$R_5 < P \frac{(1-t_p)[a(1-t) + 2t]}{b(1+2t) - a(1-2t) - 4t} = 2,5 \frac{0,8(2,250,975 + 0,05)}{2,8 \cdot 1,05 - 2,250,95 - 0,1} = 6,41k\Omega$$

Se admite  $R_5 = 6,19k\Omega \pm 2,5\%$ . Cu aceasta

$$R_4 > (b-1)(1+2t)R_5 - (1-t_p)(1+t)P = (2,8-1)1,05 \cdot 6,19 - 0,8 \cdot 1,025 \cdot 2,5 = 9,65k\Omega$$

$$R_4 < (a-1)[(1-t_p)(1-t)P + (1-2t)R_5] = (2,25-1)(0,8 \cdot 0,975 \cdot 2,5 + 0,95 \cdot 6,19) = 9,78k\Omega$$

Valoarea normalizată  $R_4 = 9,76k\Omega \pm 2,5\%$  se încadrează între cele două limite de mai sus.

Se determină

$$R_{C1} \leq \frac{E_n - \Delta E_{n-} - V_L}{I_L(1+t)} = \frac{20 - 1 - 1,6}{15(1+0,1)} = 1,055k\Omega$$

Se impune  $R_{C1} = 1k\Omega \pm 10\%$ .

Curentul maxim de colector al tranzistorului  $T_1$  este:

$$I_{C1} = \frac{E_n + \Delta E_{n+} - 0,2}{R_{C1}(1-t)} = \frac{20 + 3 - 0,2}{1(1-0,1)} = 25,4mA$$

Se adoptă tranzistor de tip BC172C, care la curentul  $I_{C1}$  are un factor  $\beta_{min} = 400$  (fig. A3.5). Se admite deci  $\beta_s \approx \beta_{min}/3 \approx 140$  și rezultă

$$R_{B1} \leq \beta_s \frac{V_z - \Delta V_z'' - 2,4}{I_{C1}} = 140 \frac{8,2 - 0,51 - 2,4}{25,4} = 29,2k\Omega$$

care se normalizează la  $27k\Omega \pm 10\%$ .

Releul trebuie să aibă tensiune de acționare mai mică decât  $20 - 1 - 0,2 = 18,8V$ . Dispunând de un releu cu acționare la  $16V$  și cu rezistența  $R_{min} = 0,8k\Omega$  (tip RM-2-HA, [38]) rezultă curentul de colector maxim al tranzistorului  $T_2$ :

$$I_{C2} = \frac{E_n + \Delta E_{n+} - 0,2}{R_r} = \frac{20 + 3 - 0,2}{0,8} = 28,5mA$$

Întrucât tensiunea  $V_{CE0}$  a lui  $T_2$  trebuie să fie mai mare decât



$$E_n + \Delta E_{n+} + 1V = 20 + 3 + 1 = 24V$$

iar  $2I_{C2} = 57mA$ , se poate folosi același tip de tranzistor, BC172C, care are  $V_{CE0} = 25V$  și  $I_{CMAX} = 100mA$ . Se determină rezistența

$$R_{B2} \leq \beta_s \frac{V_z - \Delta V_z'' - 0,2}{I_{C2}} = 130 \frac{8,2 - 0,51 - 0,2}{28,5} = 34,2k\Omega$$

cu  $\beta_s = \beta_{min}/3 = 130$ . Se adoptă  $R_{B2} = 33k\Omega \pm 10\%$ .

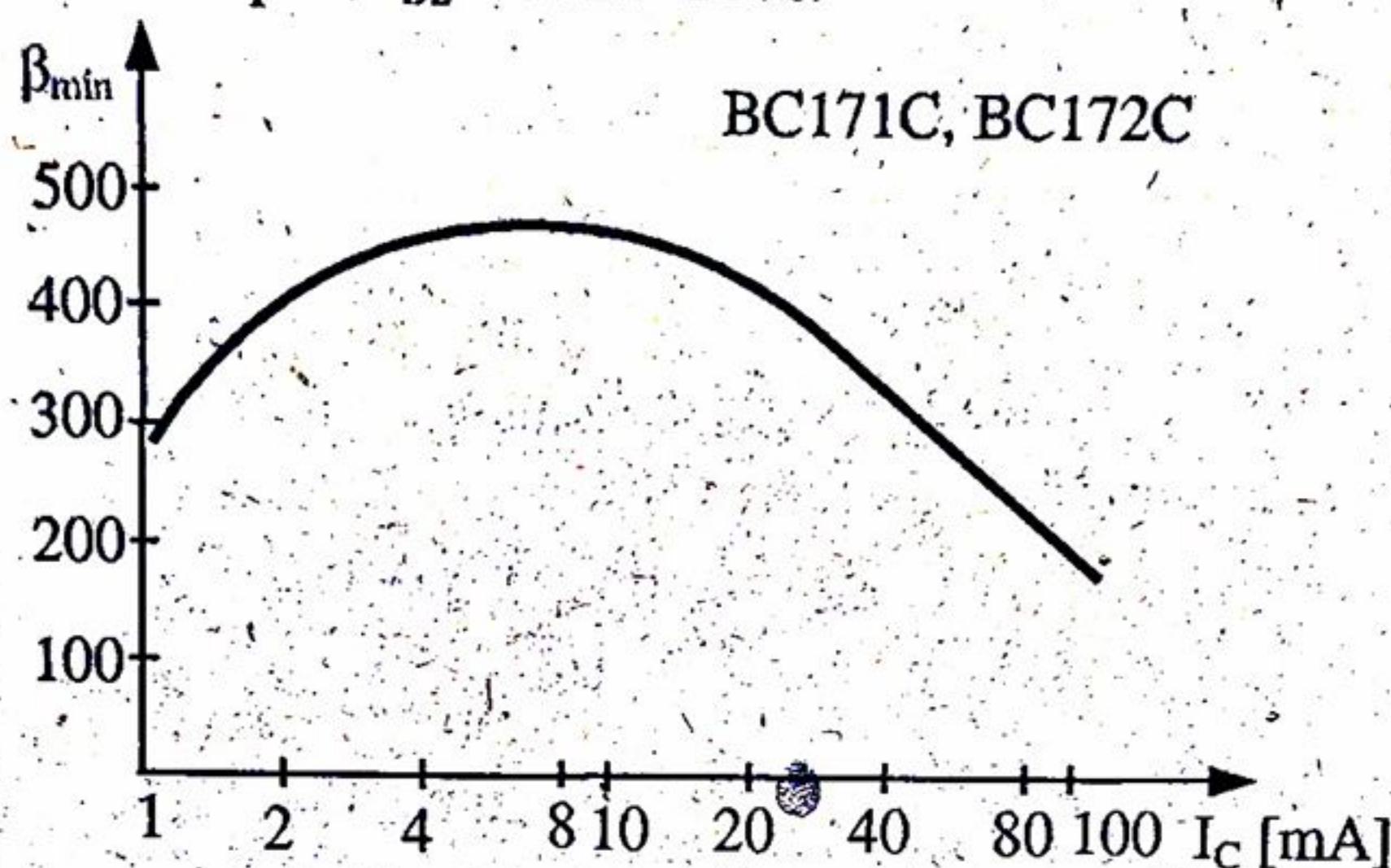


Fig.A3.5. Factorul de amplificare de curent la tranzistoare.

Se admite o diodă  $D_4$  de tipul BA157 (cu curent direct maxim de 0,4A).

Tiristorul de scurtcircuitare se alege de tipul T16N05, cu curent mediu maxim de 16A,  $I_{GMIN} = 50mA$ ,  $V_{GMIN} = 3V$ . Tranzistorul  $T_3$  trebuie să suporte o putere disipată

$$P_{d3} = [(E_n + \Delta E_{n+}) - (V_z - \Delta V_z - 1,8)] I_{GMIN} = [20 + 3 - (12 - 0,5 - 1,8)] 0,05 = 0,665W$$

Se acceptă un tranzistor BD135 cu  $I_{CMAX} = 1A$  și  $P_{dMAX} = 1W$  (la  $t_a = 25^\circ C$  și fără radiator, [7]). Se calculează apoi

$$R_G \leq \frac{V_z - \Delta V_z'' - V_{GMIN} - 2}{I_{GMIN}(1+t)} = \frac{8,2 - 0,51 - 3 - 2}{50(1+0,1)} = 0,049k\Omega$$

Se adoptă  $R_G = 47\Omega \pm 10\%$ . Pe ea se disipă o putere

$$P_{RG} \cong \frac{(V_z + \Delta V_z - 2,6)^2}{R_G(1-t)} = \frac{(8,2 + 0,53 - 2,6)^2}{47(1-0,1)} \cong 0,88W$$

Deci, rezistența  $R_G$  va avea puterea nominală de 1W. Dioda Zener  $D_6$  se adoptă cu tensiunea de 15V și la un curent de 50mA trebuie să suporte o putere disipată de cca 750mW.

Redresorul de tensiune pozitivă  $+E_n$  va fi încărcat suplimentar în regim normal de funcționare cu

$$I_z + I_A + I_D + 2I_L = 10 + 3 + 1 + 2 \cdot 15 = 44mA$$

în timp ce redresorul de tensiune negativă este încărcat suplimentar cu un curent de numai 14mA.



## ANEXA 4

## CALCULUL REDRESORULUI CU FILTRU CAPACITIV

## Date inițiale

Datele inițiale pentru calculul redresorului sunt în general următoarele:

- curentul mediu redersat maxim sau curentul continuu maxim consumat, de sarcină (la tensiunea de rețea nominală):  $I_{ro}$ ;
- tensiunea medie redersată sau tensiunea continuă pe sarcină (la curentul  $I_{ro}$ ):  $V_{ro}$ ;
- căderea relativă de tensiune pe rezistența internă a redersorului (când aceasta este impusă deja de la calculul stabilizatorului de tensiune):  $\lambda$ ;
- pulsația tensiunii redresate, exprimată prin amplitudinea componentei fundamentale a pulsațiilor (egală aproximativ cu amplitudinea pulsației nesinusoidale -  $1/2$  din pulsația vârf la vârf - și impusă deja la calculul stabilizatorului de tensiune sau adoptată prin analiza pretențiilor sarcinii):  $v_{rlm}$ ;
- creșterea procentuală posibilă a tensiunii rețelei:  $100 \cdot \Delta E_1 / E_1$  (de obicei 5...10%);
- pulsația tensiunii pe sarcină, după filtrul RC (în cazul în care se folosește un astfel de filtru):  $v_{slm}$ .

La stabilirea curentului  $I_{ro}$  trebuie ținut cont că, în cazul utilizării după redresor a unui stabilizator de tensiune cu element de reglare serie cu protecție la supracurent, curentul maxim pe care trebuie să-l furnizeze redresorul este curentul la care acționează protecția ( $I_{lim} = 1,05 \dots 1,10 I_{smax}$ ) și care nu se modifică la creșterea tensiunii rețelei peste valoarea nominală. În cazul folosirii unui stabilizator cu element de reglare serie fără limitare de curent

$$I_{ro} = I_{smax}$$

În celelalte cazuri (inclusiv în cazul când după redersor urmează un stabilizator cu diodă Zener), deoarece tensiunea redresată  $V_{ro}$  crește cu același procent ca și tensiunea rețelei  $E_1$ , curentul  $I_{ro}$  crește și el cu același procent. De această creștere se va ține cont în calculele ce urmează.

În mod obișnuit, căderea relativă de tensiune pe rezistența internă a redersorului, definită

$$\lambda = \frac{I_{ro} R_{ir}}{U_{ro}}, \quad (A4.1)$$



se adoptă între 0,1...0,2 (adică 10...20%) [7]. Aici  $R_r$  reprezintă rezistența internă a redresorului cu filtru.

Pulsațiile tensiunii redresate pot fi stabilite plecând de la sarcină și ținând cont de eventuala reducere a lor de către stabilizatorul de tensiune sau de filtrul rezistență-capacitate. O valoare obișnuită a tensiunii  $v_{rlm}$ , pentru care nu rezultă un condensator de filtraaj cu capacitate exagerată, este dată de relația :

$$v_{rlm} = \gamma V_{ro} = (0,04...0,1) V_{ro} , \quad (A4.2)$$

valorile mai mici ale factorului  $\gamma$  corespunzând unor curenți de sarcină de ordinul sutelor de mA, iar valorile mai mari – unor curenți de ordinul amperilor. Pentru domeniul tensiunilor uzuale, în circuitele electronice (5 – 20V) rezultă  $v_{rlm} = 0,2...0,8V$  la curenți mici de sarcină și 0,4...2V la curenți de ordinul amperilor.

În cazul utilizării unui filtru RC suplimentar la ieșirea redresorului (nu se utilizează stabilizator), pulsațiile pe sarcină  $v_{slm}$  se stabilesc fie din analiza pretențiilor sarcinii, fie din recomandările privind factorul de pulsații pentru anumite cazuri [39]:

- alimentarea etajelor de semnal mic:  $\gamma = (1...3)10^{-4}$ ,
- alimentarea etajelor de semnal mare de audiofrecvență:  $\gamma = (0,5...1)10^{-3}$ ,
- alimentarea etajelor finale în contratimp de audiofrecvență:  $\gamma = (0,5...3)10^{-2}$ .

În cazul când redresorul este urmat de stabilizator, tensiunea  $V_{ro}$  este determinată la calculul stabilizatorului, iar în cazul folosirii unui filtru rezistență – capacitate se va adăuga la tensiunea continuă cerută de sarcină – căderea de tensiune pe rezistența filtrului (admisă de 10...20% din tensiunea necesară pe sarcină).

Redresoarele monofazate cu filtru capacitiv se pot realiza în bune condițiuni pentru curenți până la ordinul 5...10A. Pentru valori mai ridicate trebuie admise pulsații mai mari, pentru ca să nu rezulte condensatoare de filtraaj exagerat de mari. Admiterea unor pulsații mari, în cazul când redresorul este urmat de un stabilizator de tensiune conduce la creșterea valorii medii a tensiunii redresate necesare și a puterii disipate pe elementul de reglare al stabilizatorului.

### Adoptarea circuitului redresor

Pentru redresoarele monofazate există posibilitatea de alegere între cele trei variante: redresor monoalternanță, bialternanță cu punct de nul, bialternanță în punte (fig.A4.1). În tabelul A4.1 se prezintă comparativ unele caracteristici ale celor trei tipuri de redresoare considerând că se realizează aceeași tensiune (cu aceleași pulsații) și același curent de sarcină.

În acest tabel nu au fost considerate pierderile în miezul transformatorului și nici curentul de magnetizare (de mers în gol). Ar mai trebui semnalată dificultatea de a realiza două înfășurări secundare identice pentru redresorul bialternanță cu punct de nul.



Pe baza acestui tabel (care include valori medii ale unor caracteristici) se pot vedea avantajele și dezavantajele celor trei circuite principale de redresoare. Redresorul în punte are în ansamblu caracteristici mai bune: un singur secundar (cu diametrul conductorului însă ceva mai mare), un miez de fier cu secțiune mai mică, diode cu tensiune inversă maximă mai redusă (însă numărul de diode este mai mare).

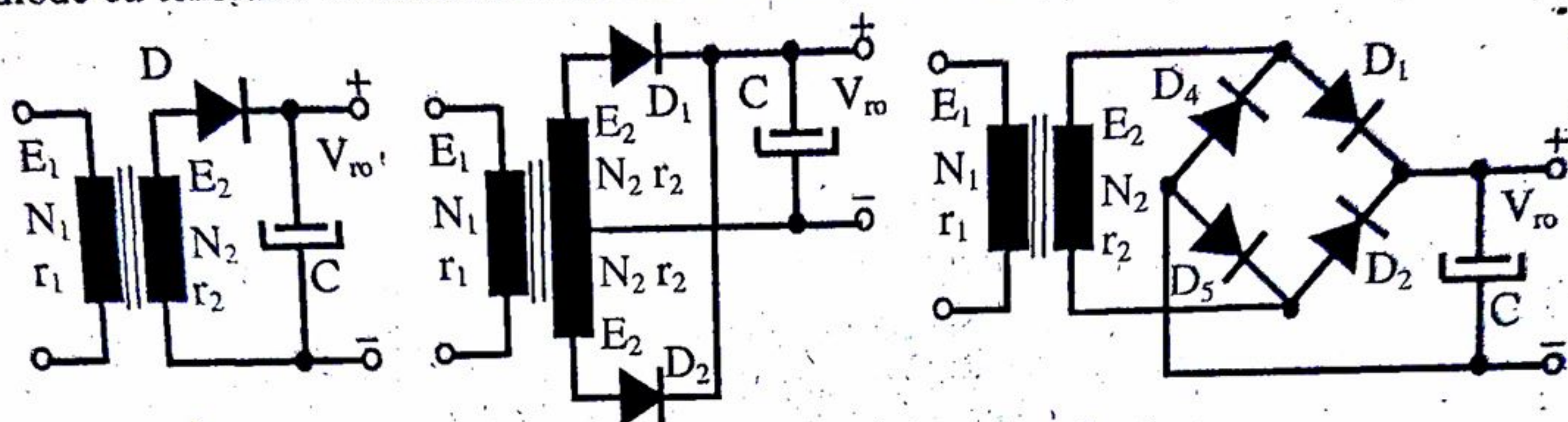


Fig.A4.1. Circuitele redresoare monofazate.

Tabelul A4.1

| Caracteristici                                  | Tip redresor | Bialternanță                      |              |             |
|---|--------------|-----------------------------------|--------------|-------------|
|   |              | Monoalternanță<br>cu punct de nul | în punte     |             |
| Număr de diode                                  |              | 1                                 | 2            | 4           |
| Tensiunea inversă maximă a diodelor             |              | $3V_{ro}$                         | $3V_{ro}$    | $1,5V_{ro}$ |
| Curent de vârf repetitiv prin diode             |              | $8I_{ro}$                         | $4I_{ro}$    | $4I_{ro}$   |
| Curent mediu maxim prin diode                   |              | $I_{ro}$                          | $0,5I_{ro}$  | $0,5I_{ro}$ |
| Număr de înfășurări secundare la transformator  |              | 1                                 | 2            | 1           |
| Diametrul conductorului din primar transform.   |              | $1,15d_1$                         | $d_1$        | $d_1$       |
| Diametrul conductorului din secundar transform. |              | $1,41d_2$                         | $d_2$        | $d_2$       |
| Secțiunea miezului transformatorului            |              | $1,11S_{Fe}$                      | $1,05S_{Fe}$ | $S_{Fe}$    |
| Capacitatea condensatorului de filtraj          |              | $2,3C$                            | $C$          | $C$         |

### Adoptarea provizorie a diodelor redresoare

Până la determinarea prin calcul a tuturor parametrilor circuitului redresor este necesar să se anticipeze tipul diodelor redresoare. Diodele se adoptă pe baza următoarelor date:

-tensiunea inversă maximă

$$V_{RRM} > 3U_{ro} \quad (A4.3)$$

pentru redresoare monoalternanță și bialternanță cu punct de nul și

$$V_{RRM} > 1,5U_{ro} \quad (A4.4)$$

pentru redresoare în punte;

-curentul mediu redresat maxim:

$$I_o \text{ sau } I_{FAV} > \frac{I_{ro\max}}{m} \quad (A4.5)$$



unde  $m$  este numărul de alternanțe redresate, iar  $I_{ro\max}$  este același cu  $I_{ro}$  (egal cu  $I_{s\max}$  sau  $I_{lim}$ ) în cazul unui redresor urmat de un stabilizator de tensiune cu element de reglare serie, sau

$$I_{ro\max} = \left(1 + \frac{\Delta E_l}{E_l}\right) V_{ro} \quad (A4.6)$$

în celelalte cazuri,

-curentul de vârf repetitiv maxim

$$I_{FRM} > 8 \frac{I_{ro\max}}{m} \quad (A4.7)$$

După stabilirea diodei cu datele de mai sus, mai trebuie extrasă din catalog mărimea  $I_{FSM}$  (curentul de suprasarcină maxim) iar din caracteristica tensiune curent a diodei, liniarizată începând din zona curentului de vârf repetitiv  $i_{Dm} = 8I_{ro\max}/m$  (fig. A4.2), se determină mărimile  $V_{Do}$  și rezistența dinamică  $r_d$

$$r_d = \frac{V_{Dm} - V_{Do}}{i_{Dm}} \quad (A4.8)$$

### Calculul circuitului redresor și al filtrului capacitiv

Calculul circuitului redresor are la bază metoda prezentată în [40] și modificată conform [41] și [42]. În principal, contribuția autorului cărții la calculul redresorului cu filtru capacitiv constă în legarea acestuia de calculul stabilizatorului de tensiune prin mărimea  $\lambda$ , găsirea relației dintre rezistențele interne ale redresorului cu și fără filtru, stabilirea unei relații simple între amplitudinea tensiunii din secundarul transformatorului în gol și tensiunea medie redresată, scurtarea calculului prin eliminarea mărimii  $A$  (folosită în [40]).

Calculul circuitului redresor include astfel următoarele etape:

a) Determinarea amplitudinii tensiunii din secundarul transformatorului în gol cu relația [42]

$$e_{2m} \cong V_{ro}(1 + 1,5\lambda) + pV_d \quad (A4.9)$$

unde  $V_d$  reprezintă tensiunea de deschidere a diodei având valoarea de cca 0,1V pentru germaniu și 0,45V pentru siliciu, iar  $p$  este numărul de diode în serie (la schema în punte  $p=2$ ). Din tensiunea  $e_{2m}$  rezultă valoarea efectivă a tensiunii secundarului transformatorului în gol

$$E_2 = \frac{e_{2m}}{\sqrt{2}} \quad (A4.10)$$

b) Considerând ([40], [41]) că tensiunea pe sarcină (deci pe condensatorul de filtraj) este constantă (adică neglijând pulsațiile tensiunii redresate), prin dioda redresoare trece curent numai într-un interval  $2\theta$  în care  $e_2 > V_{ro} + pV_{Do}$ , ca în fig. A4.3.



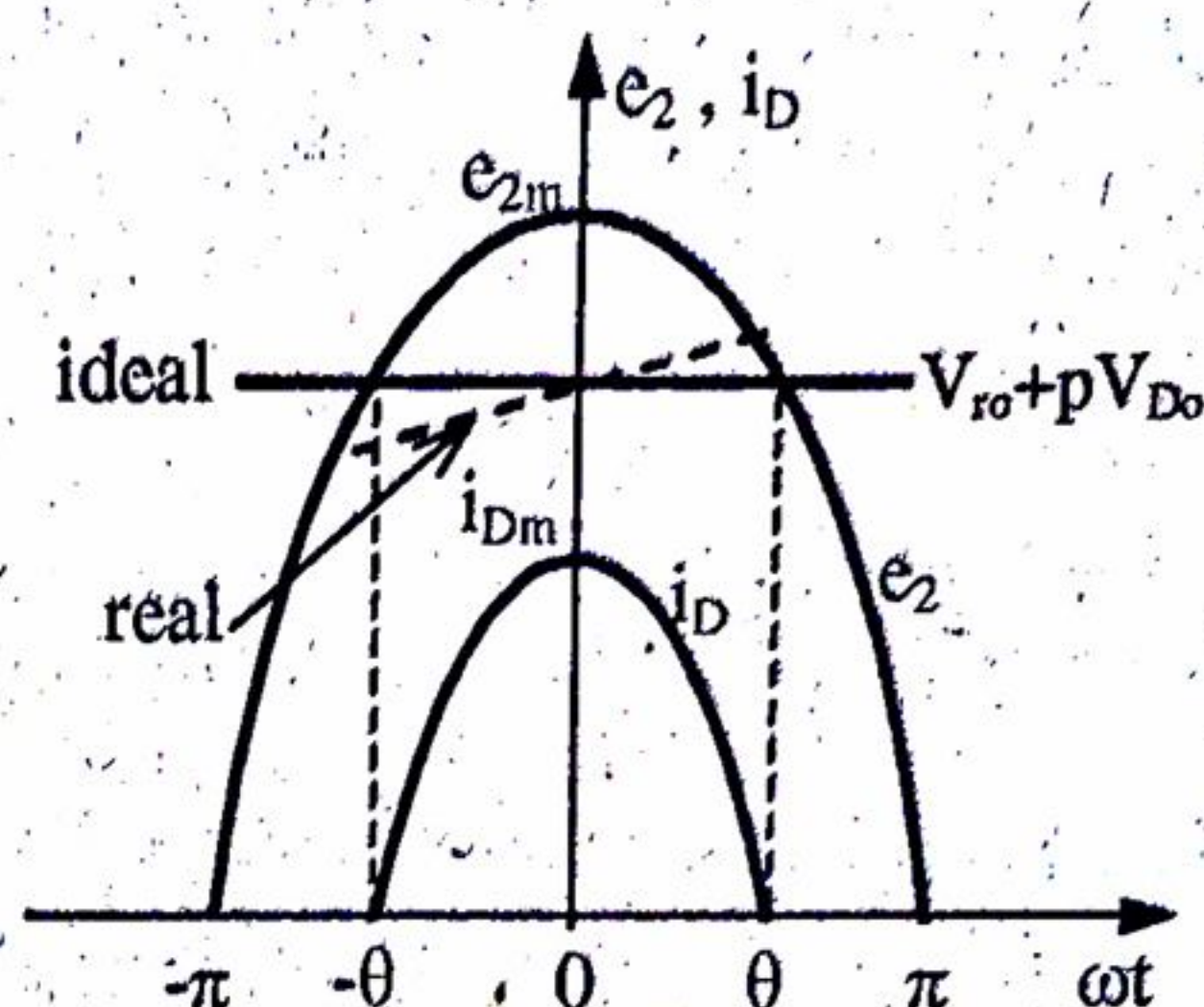
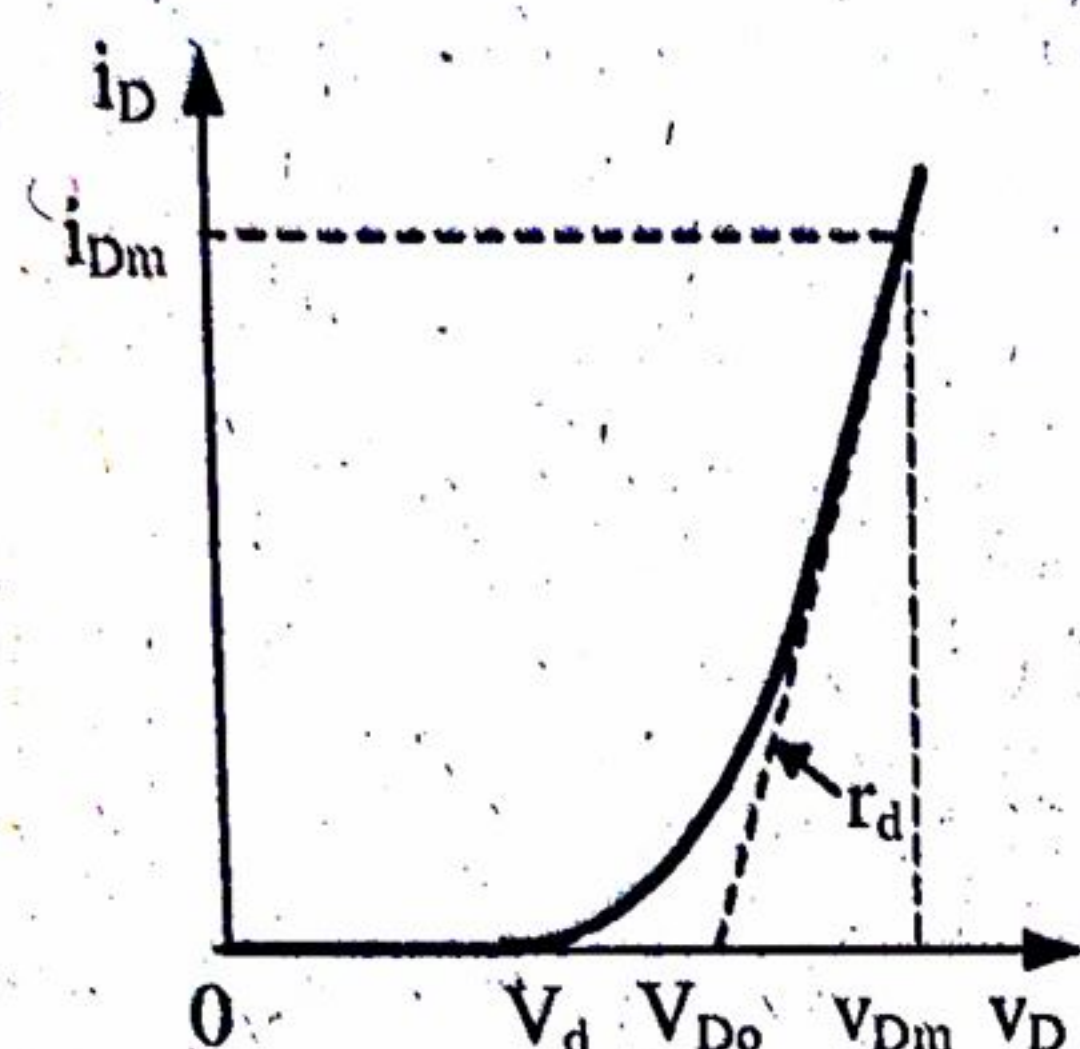


Fig.A4.2. Caracteristica diodei redresoare. Fig.A4.3. Curentul prin dioda redresoare.

Unghiul  $2\theta$  se numește „unghi de deschidere a diodei”. Semiunghiul de deschidere se poate determina prin relația

$$V_{ro} + pV_{Do} = e_{2m} \cos \theta = \sqrt{2} E_2 \cos \theta \quad (A4.11)$$

Se poate evita însă folosirea unghiului  $\theta$  [1] prin folosirea mărimii

$$B = \frac{1}{\sqrt{2} \cos \theta} = \frac{E_2}{V_{ro} + pV_{Do}} \quad (A4.12)$$

Mărimea  $B$  se calculează din raportul tensiunilor (relația A4.12) și apoi, în funcție de aceasta, din tabelul A4.2 sau din graficele date în [7] se extrag mărimile  $F$ ,  $D$ ,  $H$ , utilizate în continuare la calculul unor caracteristici importante ale circuitului redresor [40], [41]. Acestea sunt funcții complicate de  $\theta$  și au relațiile deduse în [40]. Pentru valori ale mărimii  $B$  cuprinse între cele date în tabel se poate aplica o interpolare liniară.

Tabelul A4.2

| B     | F    | D    | H    |     | $\theta$<br>[rad] |
|-------|------|------|------|-----|-------------------|
|       |      |      | m=1  | m=2 |                   |
| 0,800 | 9,86 | 2,81 | 80,4 | 75  | 0,480             |
| 0,825 | 8,87 | 2,66 | 113  | 103 | 0,534             |
| 0,850 | 8,06 | 2,54 | 154  | 139 | 0,588             |
| 0,875 | 7,63 | 2,46 | 185  | 164 | 0,622             |
| 0,900 | 7,13 | 2,38 | 232  | 203 | 0,666             |
| 0,925 | 6,79 | 2,33 | 275  | 236 | 0,700             |
| 0,950 | 6,57 | 2,29 | 308  | 262 | 0,724             |
| 0,975 | 6,28 | 2,24 | 361  | 302 | 0,758             |
| 1,000 | 6,09 | 2,20 | 403  | 333 | 0,782             |

c) Se calculează curentul de vârf repetitiv

$$i_{Dm} = \frac{I_{romax}}{m} F, \quad (A4.13)$$



care trebuie să fie mai mic decât  $I_{FRM}$  al diodei adoptate. În caz contrar, calculul se reia pentru o diodă cu curent de vârf repetitiv mai mare.

d) Calculul curentului efectiv maxim printr-o diodă redresoare

$$I_{Defm} = \frac{I_{ro\max}}{m} D, \quad (A4.14)$$

care printru redresorul monoalternanță și bialternanță cu punct de nul reprezintă și curentul efectiv prin secundarul transformatorului

$$I_2 = I_{Defm} \quad (A4.15.a)$$

Pentru redresorul bialternanță în punte:

$$I_2 = \sqrt{2} I_{Defm} \quad (A4.15.b)$$

e) Determinarea capacității condensatorului de filtraj necesar pentru obținerea pulsațiilor impuse cu relația

$$C = \frac{V_{ro} + pV_{D0}}{R_r V_{r1m}} H \quad [\mu F], [\Omega], \quad (A4.16)$$

unde  $R_r$  este rezistența internă a redresorului fără filtru [41] (fig.A4.4). Întrucât s-a impus  $\lambda$  ca dată de proiectare, conform relației A4.1, rezultă

$$R_{ir} = \frac{\lambda V_{ro}}{I_{ro}} \quad (A4.17)$$

iar din aceasta, cu ajutorul relației dată în [41], [42], se obține rezistența  $R_r$

$$R_r = 0,583 m R_{ir} \sqrt{\frac{I_{ro\max} R_{ir}}{e_{2m}}} \quad (A4.18)$$

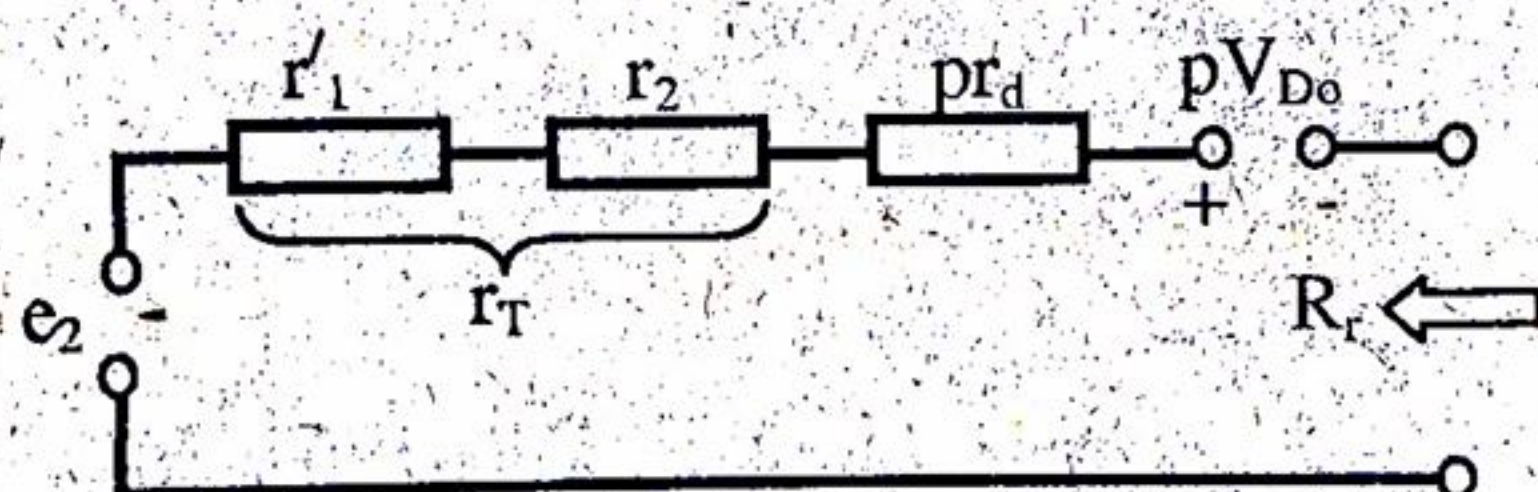


Fig.A4.4. Circuitul echivalent al redresorului fără filtru.

Cu aceasta se poate calcula capacitatea  $C$  pentru care se va adopta o valoare normalizată imediat superioară celei calculate. Condensatorul necesar este de tip electrolitic și aduce cu el o serie de dezavantaje. Se poate ține eventual cont de toleranța negativă a acestui condensator.

Tensiunea nominală a condensatorului electrolitic trebuie să depășească valoarea tensiunii maxime în gol a redresorului

$$V_{ro\max} = (e_{2m} - pV_d) \left( 1 + \frac{\Delta E_1}{E_1} \right), \quad (A4.19)$$

ținând cont de creșterea tensiunii rețelei peste valoarea nominală. Curentul ondulatoriu



admis de condensator trebuie să fie mai mare decât  $i_{Dm}/2$ .

Când redresorul este utilizat pentru alimentarea unor circuite în care apar comutări rapide ale curentului, condensatorul electrolitic trebuie completat cu un condensator ceramic de valoare cât mai mare (100nF).

Ținând cont că un condensator electrolitic prezintă o toleranță pozitivă de +(50...100)%, la realizarea redresorului se pot obține tensiunii  $V_{ro}$  cu câteva procente mai ridicate și pulsații mai reduse decât cele impuse.

f) Calculul curentului de suprasarcină nonrepetitiv care apare la conectarea redresorului la rețea. Intrucât diagramele date în [39] în acest scop sunt prea complicate, s-a dedus pe baza lor o relație aproximativă pentru curentul de suprasarcină în cazul cel mai defavorabil:

$$i_{Ds} = \frac{(1,8...2) 10^6}{\omega H} \frac{I_{romax}}{m}, \quad (A4.20)$$

în care  $\omega$  este pulsația rețelei ( $2\pi f=314$ ), factorul 1,8 se folosește pentru redresor bialternanță, iar factorul 2 se folosește pentru redresor monoalternanță. Acest curent trebuie să fie mai mic decât  $I_{FRM}$ , în caz contrar dioda adoptată provizoriu se înlocuiește cu alta de curent mai mare. Mai există, de asemenea, soluția de a se mări  $\lambda$  sau de a se introduce în serie cu secundarul transformatorului o rezistență suplimentară. În acest caz calculul trebuie reluat de la început.

În cazul în care  $i_{Ds}$  rezultă foarte apropiat de  $I_{FSM}$ , se mai verifică și durata impulsului de curent prin diodă în cazul când condensatorul are capacitatea maximă

$$t_i = \left(1 + \frac{t_p}{100}\right) R_r C, \quad (A4.21)$$

(unde  $t_p$  este toleranța pozitivă maximă, în procente, a condensatorului de filtraj), care nu trebuie să depășească 10ms (timp în care dioda suportă curentul  $I_{FSM}$ ).

g) Pentru calculul transformatorului este necesar să se precizeze rezistența totală a acestuia (văzută din secundar)

$$r_T = r_1' + r_2 = R_r - pr_d \quad (A4.22)$$

h) În cazul când nu se folosește stabilizator de tensiune și la ieșirea redresorului nu se pot obține cu filtru capacitiv pulsații  $v_{rlm} \leq v_{slm}$ , cum pretinde sarcina, se intercalează un filtru suplimentar RC (fig.A4.5).

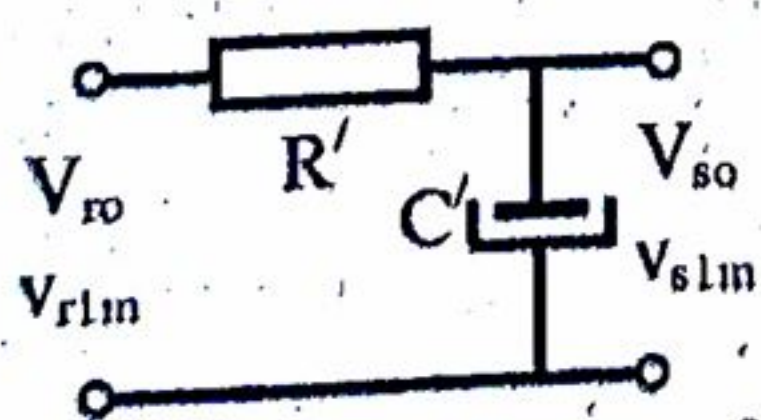


Fig.A4.5. Filtru RC pentru reducerea suplimentară a ondulațiilor.

Dimensionarea acestui filtru se face astfel. Rezistența se determină din căderea de tensiune continuă admisă pe ea la stabilirea tensiunii necesare  $V_{ro}$  (10-20% din  $U_{ro}$ ):



$$R' = \frac{V_{ro} - V_{so}}{I_{ro}}, \quad (A4.23)$$

iar condensatorul din condiția aproximativă de divizare a pulsațiilor:

$$C' \approx \frac{V_{rlm}}{V_{slm}} \frac{1}{m\omega R'}, \quad (A4.24)$$

în care raportul celor două tensiuni se numește „factor de netezire”. Și acest condensator electrolitic trebuie completat cu unul ceramic de valoare mare pentru decuplarea la frecvențe mari (la impulsuri).

Se determină apoi puterea disipată maximă pe rezistența  $R'$  (la curentul  $I_{romax}$ ) pentru adoptarea puterii nominale a acesteia.

i) În cazul folosirii unor diode redresoare cu radiator, diode care au curentul  $I_o$  sensibil mai mare decât  $I_{romax}/m$ , nu este obligatorie utilizarea radiatorului livrat de producătorul diodelor și se poate dimensiona un radiator plan corespunzător. Pentru aceasta este necesar să se calculeze puterea disipată medie pe o diodă redresoare:

$$P_{dmed} = V_{Do} \frac{I_{romax}}{m} + I_{Defm}^2 r_d \quad (A4.25)$$

Calculul radiatorului plan este prezentat în Anexa 1, fiind valabil și în cazul diodelor.

### Exemplu de proiectare

Se va calcula un circuit redresor cu datele:  $I_{ro}=180mA$ ,  $V_{ro}=21V$ ,  $\lambda=0,15$ ,  $v_{rlm} \leq 0,7V$ , care va fi urmat de un stabilizator de tensiune cu element de reglare serie. Se cunoaște  $100\Delta E_1/E_1=8\%$ .

În scopul realizării unor pulsații reduse cu ajutorul unui condensator de filtraj de dimensiuni reduse este indicată adoptarea unui redresor bialternanță. Presupunem că se utilizează un redresor cu punct de nul.

Pentru adoptarea diodei se calculează

$$V_{imax} = 3V_{ro} = 3 \cdot 21 = 63V$$

$$I_{omax} = \frac{I_{ro} - 0,18}{2} = 0,09A, \quad (I_{romax} = I_{ro})$$

$$I_{Dmmax} = 8 \frac{I_{ro}}{m} = 8 \frac{0,18}{2} = 0,72A$$

Din tabelul cu diode redresoare se alege dioda FO87 de siliciu cu datele

$$V_{RRM} = 80V > 63V, \quad I_{ro} = 0,75A > 0,09A, \quad I_{FRM} = 4A > 0,72A.$$

Caracteristica diodei se înarizează ducându-se o tangentă în punctul cu curent de ordinul  $i_{Dm}$  (fig.A4.6). Se calculează rezistența dinamică a diodei

$$r_d = \frac{\Delta V_D}{\Delta i_D} = \frac{V_{Dm} - V_{Do}}{i_{Dm}} = \frac{0,85 - 0,67}{0,72} = 0,25\Omega$$



Amplitudinea tensiunii din secundarul transformatorului în gol va fi

$$e_{2m} \cong U_{ro}(1+1,5\lambda) + U_d = 21(1+1,5 \cdot 0,15) + 0,4 = 26,1 \text{ V},$$

iar valoarea ei efectivă

$$E_2 = \frac{e_{2m}}{\sqrt{2}} \cong 18,5 \text{ V}$$

Cu aceasta se determină mărimea B

$$B = \frac{E_2}{V_{ro} + V_{Do}} = \frac{18,5}{21 + 0,67} = 0,854$$

pe baza căreia, din diagrama dată în [7] sau tabelul A4.2 se obțin mărimile de calcul

$$F \cong 8, \quad D \cong 2,53, \quad H = 142.$$

Cu acestea se determină

$$i_{Dm} = \frac{I_{ro}}{m} F = \frac{0,18}{2} 8 = 0,72 \text{ A} < I_{FRM} = 4 \text{ A}$$

$$I_{Def} = I_2 = \frac{I_{ro}}{m} D = \frac{0,18}{2} 2,53 = 0,228 \text{ A},$$

iar pentru calculul condensatorului de filtraj se determină

$$R_{ir} = \frac{\lambda V_{ro}}{I_{ro}} = \frac{0,15 \cdot 21}{0,18} = 17,5 \Omega$$

$$R_r = 0,583 m R_{ir} \sqrt{\frac{I_{ro} R_{ir}}{e_{2m}}} = 0,583 \cdot 2 \cdot 17,5 \sqrt{\frac{0,18 \cdot 17,5}{26,1}} \cong 7,1 \Omega$$

Cu aceasta

$$C = \frac{V_{so} + V_{Do}}{R_r V_{rlm}} H = \frac{21,67}{7,10,7} 142 = 619 \mu\text{F}$$

Fiind necesar un condensator din categoria celor de mare capacitate [10] care au o toleranță negativă de 10% cu o tensiune nominală ce depășește valoarea

$$V_{romax} = \left(1 + \frac{\Delta E_1}{E_1}\right) (e_{2m} - p V_d) = 1,08(26,1 - 0,4) = 27,8 \text{ V}$$

și cu un curent ondulatoriu mai mare de  $0,72/2 = 0,36 \text{ A}$ , se adoptă un condensator de  $680 \mu\text{F}/40 \text{ V}$  (curent ondulatoriu 903 mA), tip EG74.74.

Curentul de suprasarcină prin diodă va fi în cazul cel mai defavorabil

$$i_{Dsmax} = \frac{1,8 \cdot 10^6}{\omega H} \frac{I_{ro}}{m} = \frac{1,8 \cdot 10^6 \cdot 0,18}{314 \cdot 142 \cdot 2} = 3,64 \text{ A} < I_{FSM} = 30 \text{ A}$$

Prin urmare, dioda adoptată provizoriu corespunde și poate fi utilizată fără radiator.

Rezistența totală a transformatorului de rețea

$$r_t = R_r - r_d = 7,1 - 0,25 = 6,85 \Omega$$

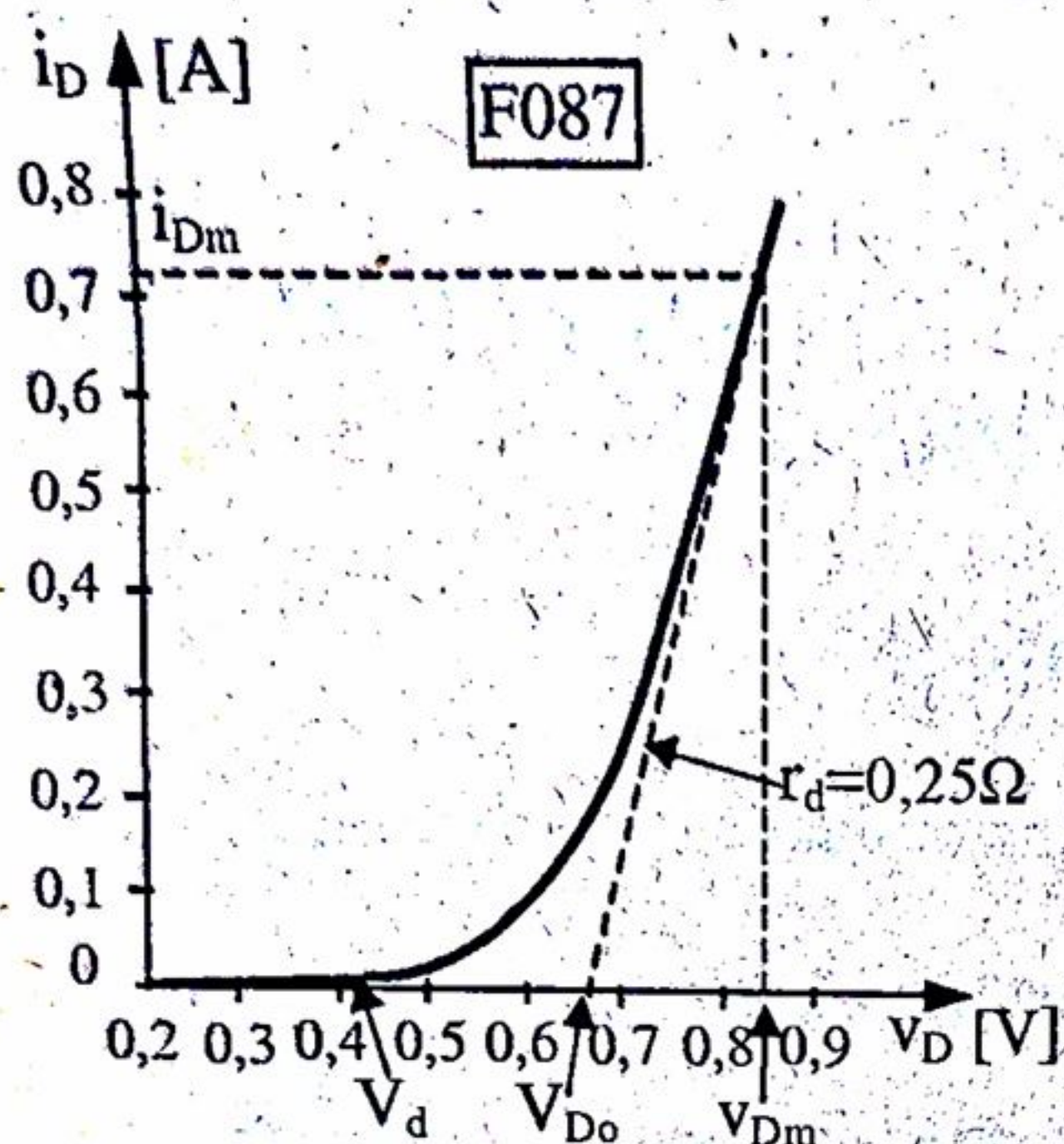


Fig.A4.6. Caracteristica diodei F087.



## ANEXA 5

# CALCULUL TRANSFORMATORULUI DE REȚEA PENTRU REDRESOR

## Date inițiale

Datele de plecare la calculul transformatorului de rețea pentru un redresor sunt în general următoarele:

- tensiunea efectivă din primar:  $E_1$ , de obicei 220V,
- creșterea procentuală posibilă a tensiunii rețelei:  $100 \frac{\Delta E_1}{E_1}$  (de obicei 5...10%),
- tensiunea efectivă în fiecare înfășurare secundară (dacă sunt mai multe):  $E_{2i}$  ( $i=1,2,\dots$ ) în [V],
- curentul efectiv maxim în fiecare înfășurare secundară:  $I_{2i}$  în [A] (la tensiunea  $E_{2i\max}$ ),
- rezistența totală a transformatorului pentru fiecare înfășurare secundară:  $r_{Ti}$ .

## Calculul transformatorului

a) Se determină puterea aparentă maximă necesară în fiecare circuit secundar (incluzând și pierderile în înfășurări prin folosirea tensiunii efective în gol)

$$P_{2i} = \left(1 + \frac{\Delta E_1}{E_1}\right) E_{2i} I_{2i} \quad (i=1,2,\dots) \quad [\text{VA}] \quad (\text{A5.1})$$

și puterea aparentă totală din secundare

$$P_2 = \sum_{i=1}^n P_{2i} \quad (\text{A5.2})$$

Pentru un redresor bialternanță cu punct de nul puterea  $P_{2i}$  se adună de două ori.

b) Se determină curentul efectiv total din primarul transformatorului

$$I_1 = (1,4 \dots 1,8) \sum_{i=1}^n I_{1i} \quad [\text{A}] \quad (\text{A5.3})$$

unde  $I_{1i}$  reprezintă curentul primar consumat datorită înfășurării secundare de ordinul  $i$



iar factorul din fața sumei include creșterea datorată curentului de magnetizare al transformatorului și pierderilor de putere în miezul feromagnetic [39], creștere valabilă pentru cazul utilizării unei inducții  $B=0,8...1,2T$  (valoarea mai mare pentru  $B=1,2T$ ).

Deși folosirea unei inducții  $B$  mai mari este indicată în literatura de specialitate pentru transformatoare de putere redusă (în scopul reducerii cantității de conductor de bobinaj utilizat), se observă din relația (A5.3) un efect negativ al inducției mari.

Pentru înfășurări secundare ce furnizează curent alternativ unor sarcini rezistive sau unui redresor în punte, calculul curentului  $I_{li}$  se face cu ajutorul raportului de transformare al transformatorului pentru acea înfășurare

$$I_{li} = \frac{I_{2i}}{n_i}, \quad (A5.4)$$

unde

$$n_i = \frac{E_1}{E_{2i}} \quad (A5.5)$$

Pentru înfășurări secundare ce alimentează alte tipuri de redresoare, curentul din primar se calculează cu una din relațiile [39]:

- pentru redresor monoalternanță

$$I_{li} = \frac{1}{n_i} \sqrt{I_{2i}^2 - I_{roi}^2}, \quad (A5.6a)$$

- pentru redresor bialternanță cu punct de nul (se calculează curentul din primar datorat ambelor secundare)

$$I_{li} = \frac{\sqrt{2}}{n_i} I_{2i} \quad (A5.6b)$$

c) Se calculează puterea aparentă maximă din primarul transformatorului:

$$P_1 = \left(1 + \frac{\Delta E_1}{E_1}\right) E_1 I_{li} \quad [VA] \quad (A5.7)$$

d) Se calculează „puterea medie” a transformatorului [39]:

$$P = \frac{P_1 + P_2}{2} \quad [VA] \quad (A5.8)$$

e) Se determină secțiunea miezului (coloanei pe care se află plasate bobinajele) conform [39]

$$S_{Fe} = (1,4...1,9) \sqrt{P} \quad [cm^2] \quad (A5.9)$$

unde valori mai reduse ale coeficientului se adoptă pentru puteri  $P$  mai mici (de ordinul câțiva watt).

f) Se determină dimensiunea modulară pentru tole de tip E+I cu relația

$$a = (3,7...4,4) \sqrt{S_{Fe}} \quad [mm] \quad (A5.10)$$



(cu  $S_{Fe}$  în  $[cm^2]$ ), asigurându-se astfel un raport optim între laturile secțiunii miezului (un cost mai redus al transformatorului).

Dimensiunea  $a$  trebuie normalizată. În tabelul A5.1 se dau valorile normalizate pentru tole de dimensiuni mici, utilizate în alimentatoare de putere redusă iar în fig. A5.1 se dau dimensiunile miezului în funcție de  $a$ .

Tabelul A5.1

| Tip    | $a$ [mm] | Greutate*<br>E+I [g] |
|--------|----------|----------------------|
| E 5    | 5        | 1,60                 |
| E 6,4  | 6,4      | 2,73                 |
| E 8    | 8        | 4,11                 |
| E 9    | 9        | 5,26                 |
| E 10   | 10       | 6,56                 |
| E 12,5 | 12,5     | 9,80                 |
| E 14   | 14       | 12,56                |
| E 16   | 16       | 16,54                |
| E 18   | 18       | 20,80                |
| E 20   | 20       | 30,70                |

(\*greutate pentru tole de 0,35mm)

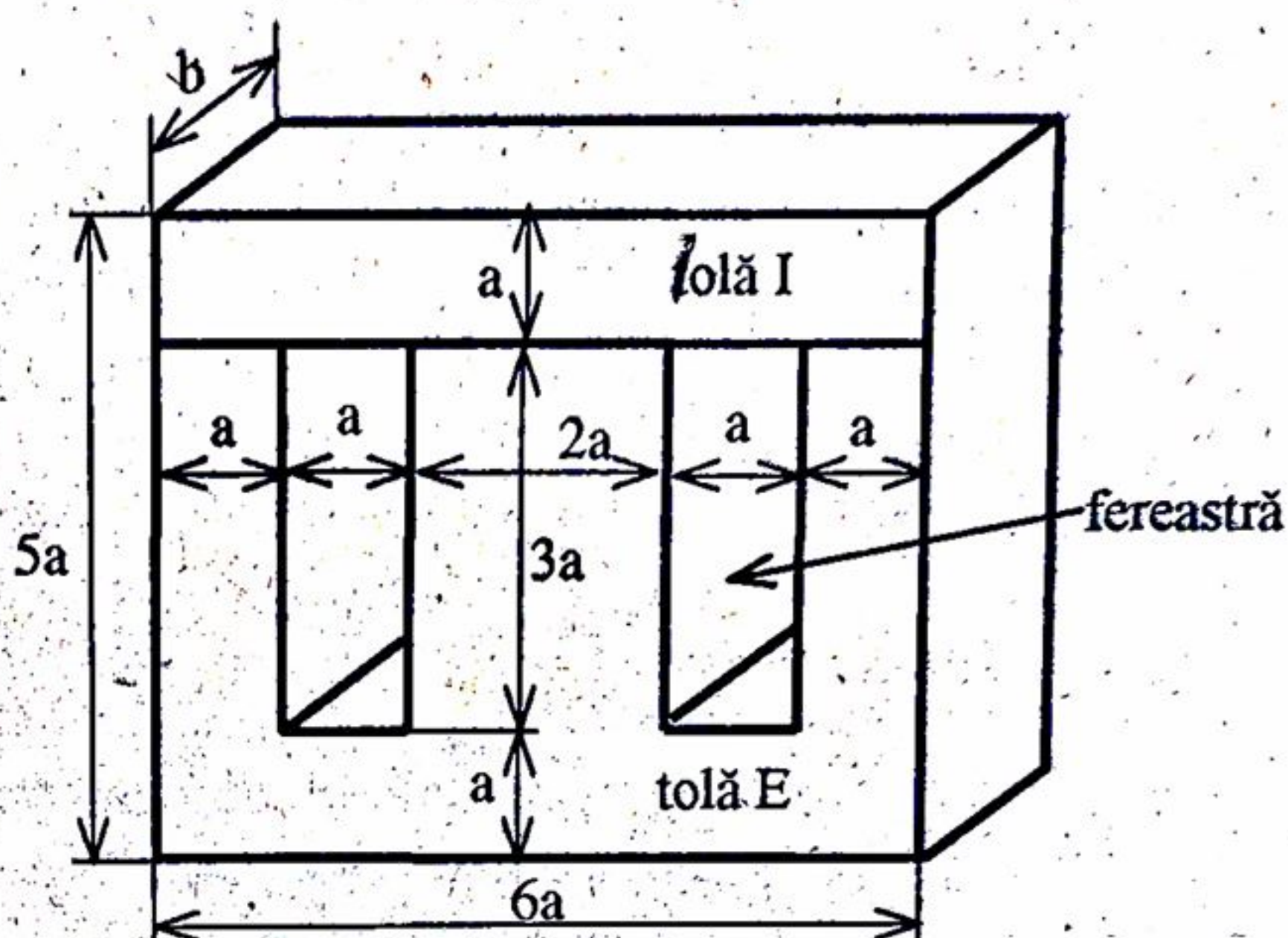


Fig. A5.1. Miez din tole E+I pentru transformator.

g) Se determină lățimea pachetului de tole

$$b \approx \frac{100S_{Fe}}{2a} \quad [\text{mm}] \quad , \quad (\text{A5.11})$$

considerându-se factorul de umplere a miezului apropiat de 1.

În cazul unui produs de serie merită să se solicite datele carcaselor de plastic injectate la întreprinderi de profil, spre a se găsi eventual o carcasă potrivită pentru transformatorul ce se proiectează.

h) Se determină numărul de „spire pe volt” (necesar pentru a se obține cu o tensiune de 1V o anumită inducție maximă  $B$ ):

$$N_v = \frac{45}{BS_{Fe}} \quad (\text{cu } B \text{ în } [T] \text{ și } S_{Fe} \text{ în } [cm^2]) \quad , \quad (\text{A5.12})$$

unde  $B$  este inducția maximă admisă (sub valoarea de saturație a tolelor folosite). În mod obișnuit  $B=0,8 \dots 1,2T$ , recomandându-se valoarea superioară pentru puteri mai mici și tole subțiri (0,35mm). Totuși, trebuie ținut cont că o inducție de valoare mare conduce la o creștere importantă a curentului de magnetizare și deci a curentului total din primar (relația A5.3).

i) Se determină numărul de spire al înfășurărilor din primar și secundare

$$N_1 = N_v E_1 \quad (\text{A5.13a})$$

și



$$N_{2i} = N_v E_{2i} \quad (A5.13b)$$

În relația (2.38b) nu s-a mai inclus un factor de 1,05...1,1 cum apare în îndrumătoarele de calcul, deoarece se utilizează tensiunile în gol ale secundarelor (nu mai trebuie ținut cont de căderea de tensiune pe bobinaj [30]).

j) Se determină grosimea în fereastră a fiecărei înfășurări în urma unei distribuiri aproximative a lățimii ferestrei proporțional cu amperspirele  $N_i I_i$  ale fiecărei înfășurări. Astfel, grosimea bobinajului înfășurării de ordinul  $i$  se calculează cu relația

$$g_i = (a - g_c) \frac{N_i I_i}{N_i I_i + \sum N_{2i} I_{2i}} \quad [\text{mm}]$$

$$g_{2i} = (a - g_c) \frac{N_{2i} I_{2i}}{N_i I_i + \sum N_{2i} I_{2i}} \quad [\text{mm}] \quad (A5.14)$$

cu  $g_c$  – grosimea peretelui coloanei carcăsei pe care se va executa bobinajul în mm.

k) Se determină lungimea spirei medii a fiecărei înfășurări, considerând că prima înfășurare ce se bobinează pe carcasă este cea primară:

$$l_{1med} \cong 2(2a + b + 4g_c) + \pi g_1 \quad [\text{mm}] \quad (A5.15)$$

$$l_{21med} \cong l_{1med} + \pi(g_1 + g_{21})$$

$$l_{22med} \cong l_{21med} + \pi(g_{21} + g_{22})$$

La realizarea transformatorului se va respecta ordinea de bobinare a înfășurărilor care a fost presupusă aici la calcul.

Deși, în mod obișnuit, înfășurările secundare pentru un redresor cu punct de nul se bobinează cu același tip de conductor, este posibil (și mai corect), în principiu, să se calculeze diametrul necesar pentru fiecare din ele astfel încât să rezulte aceeași rezistență  $r_2$ . De aceea, lungimea spirei medii se calculează separat pentru fiecare secundar din cele două.

l) Se determină lungimile totale ale conductoarelor de bobinaj:

$$l_1 = N_1 l_{1med} \cdot 10^{-3} \quad [\text{m}] \quad (A5.16)$$

$$l_{2i} = N_{2i} l_{2imed} \cdot 10^{-3}$$

m) Se repartizează rezistența totală a transformatorului pe înfășurările primară și secundară. Această repartizare ar trebui făcută astfel încât să se obțină o încălzire mai uniformă a acestora (densitate de curent uniformă). În cazul când din secundarul transformatorului se alimentează un singur redresor, condiția de mai sus se poate cuprinde într-o relație simplă. Pentru redresor monoalternanță:

$$r'_1 \cong 0,4 r_T \quad \text{și} \quad r_2 \cong 0,6 r_T \quad (A5.17a)$$

pentru un redresor în punte;

$$r'_1 \cong 0,38 r_T \quad \text{și} \quad r_2 \cong 0,62 r_T \quad (A5.17b)$$

și pentru un redresor cu punct de nul:



$$r'_1 = 0,3r_T \quad \text{și} \quad r_2 = 0,7r_T \quad (\text{A5.17c})$$

Se calculează apoi rezistența

$$r_1 = n^2 r'_1 \quad (\text{A5.18})$$

Pentru cazul când transformatorul alimentează mai multe redresoare sau sarcini, o astfel de condiție este greu de dedus și se recomandă să se stabilească direct rezistența primarului  $r_1$  din condiția ca densitatea de curent prin conductorul din primar să fie de  $3\text{A/mm}^2$  [7]

$$r_1 = \frac{l_1}{18,8I_1} \quad (\text{A5.19})$$

(cu  $l_1$  în [m] iar  $I_1$  în [A]). Apoi, pentru fiecare înfășurare în parte se va determina  $r_2$  cu relația

$$r_{2i} = r_{Ti} \frac{r_1}{n_i^2} \quad (\text{A5.20})$$

n) Se determină diametrul conductoarelor de bobinaj din condiția de realizare a rezistențelor impuse anterior

$$d_1 = 0,15 \sqrt{\frac{l_1}{r_1}}, \quad d_{2i} = 0,15 \sqrt{\frac{l_{2i}}{r_{2i}}} \quad [\text{mm}] \quad (\text{A5.21})$$

o) Se citesc din tabelul A5.2 curenții efectivi admiși (în ipoteza unei densități de curent de  $3\text{A/mm}^2$ ) prin conductoarele de bobinaj din cupru, cu diametrele (fără izolație) apropiate de cele de mai sus, în scopul verificării depășirii acestora de către curenții calculați  $I_1$  (în cazul în care nu s-a utilizat relația A5.19) și  $I_{2i}$ . Diametrele normalizate ale conductoarelor de cupru izolate cu email din tabelul A5.2 sunt cele recomandate de STAS 11143-78. În ceea ce privește densitatea de curent admisă prin conductoare, indicațiile din literatura de specialitate sunt mult prea diferite ( $2...4,5\text{A}$ ). Valoarea medie cel mai mult utilizată este însă de  $3\text{A/mm}^2$ , cu care temperatura bobinajului nu depășește  $t_{\text{amax}} + 50^\circ\text{C}$ .

Dacă rezistența  $r_1$  a fost determinată cu relația A5.18 și numai  $I_1$  este sensibil mai mare decât curentul citit în tabelul pentru diametrul apropiat de  $d_1$ , este necesar să se revină la punctul m, pentru a se reduce rezistența  $r'_1$  (deci  $r_1$ ), ceea ce ar duce la creșterea diametrului  $d_1$ .

Dacă rezistența  $r_1$  a fost determinată cu relația A5.18 și numai  $I_{2i}$  este sensibil mai mare decât curentul citit în tabelul pentru diametrul  $d_{2i}$ , se poate face o redistribuire a rezistenței  $r_T$  la punctul m astfel încât să se scadă  $r_{2i}$  și să se mărească  $r'_1$  ( $r_1$ ). Se reia apoi calculul diametrelor și verificarea.

Dacă  $I_{2i}$  (în cazul folosirii relației A5.19) sau atât  $I_1$  (în cazul folosirii relației A5.18) cât și  $I_{2i}$  sunt sensibil mai mari decât curenții din tabel corespunzători diametrelor  $d_1$  și  $d_{2i}$ , este necesar să se reia calculul stabilizatorului de tensiune (dacă



există) și calculul redresorului de ordinul  $i$ , cu o valoare mai mică pentru căderea relativă de tensiune  $\lambda_i$ .

Dacă  $I_{2i}$  (în cazul folosirii relației A5.19) sau atât  $I_1$  cât și  $I_{2i}$  (în cazul folosirii relației A5.18) sunt sensibil mai mici decât curenții din tabel corespunzători diametrelor  $d_1$  și  $d_{2i}$  (bobinaj neeconomic), se poate relua calculul stabilizatorului de tensiune (dacă există) și calculul redresorului de ordinul  $i$ , cu o valoare mai mare pentru  $\lambda_i$ .

După ce s-a obținut un rezultat corespunzător, se normalizează diametrele conductoarelor din primar și secundar la valorile cele mai apropiate din tabel.

Tabelul A5.2

| Diametrul conductorului neizolat [mm] | Diametrul cu izolație de gradul 1 [mm] | $I_{\max}$ [A] pentru densitate $3A/mm^2$ | Diametrul conductorului neizolat [mm] | Diametrul cu izolație de gradul 1 [mm] | $I_{\max}$ [A] pentru densitate $3A/mm^2$ |
|---------------------------------------|--|---|---------------------------------------|--|---|
| 0,050                                 | 0,062                                  | 0,006                                     | 0,630                                 | 0,648                                  | 0,935                                     |
| 0,063                                 | 0,078                                  | 0,008                                     | 0,710                                 | 0,765                                  | 1,190                                     |
| 0,071                                 | 0,088                                  | 0,012                                     | 0,750                                 | 0,809                                  | 1,327                                     |
| 0,080                                 | 0,098                                  | 0,015                                     | 0,800                                 | 0,861                                  | 1,520                                     |
| 0,090                                 | 0,110                                  | 0,018                                     | 0,850                                 | 0,915                                  | 1,710                                     |
| 0,100                                 | 0,121                                  | 0,024                                     | 0,900                                 | 0,965                                  | 1,910                                     |
| 0,112                                 | 0,134                                  | 0,030                                     | 0,950                                 | 1,017                                  | 2,130                                     |
| 0,125                                 | 0,149                                  | 0,037                                     | 1,000                                 | 1,068                                  | 2,360                                     |
| 0,140                                 | 0,166                                  | 0,046                                     | 1,060                                 | 1,130                                  | 2,640                                     |
| 0,160                                 | 0,187                                  | 0,060                                     | 1,120                                 | 1,192                                  | 2,970                                     |
| 0,180                                 | 0,209                                  | 0,076                                     | 1,180                                 | 1,254                                  | 3,280                                     |
| 0,200                                 | 0,230                                  | 0,094                                     | 1,250                                 | 1,325                                  | 3,660                                     |
| 0,224                                 | 0,256                                  | 0,118                                     | 1,320                                 | 1,397                                  | 4,060                                     |
| 0,250                                 | 0,284                                  | 0,148                                     | 1,400                                 | 1,479                                  | 4,610                                     |
| 0,280                                 | 0,315                                  | 0,185                                     | 1,500                                 | 1,581                                  | 5,290                                     |
| 0,315                                 | 0,352                                  | 0,234                                     | 1,600                                 | 1,683                                  | 6,030                                     |
| 0,355                                 | 0,395                                  | 0,297                                     | 1,700                                 | 1,785                                  | 6,790                                     |
| 0,400                                 | 0,442                                  | 0,377                                     | 1,800                                 | 1,888                                  | 7,630                                     |
| 0,450                                 | 0,495                                  | 0,477                                     | 1,900                                 | 1,990                                  | 8,620                                     |
| 0,500                                 | 0,548                                  | 0,588                                     | 2,000                                 | 2,092                                  | 9,420                                     |
| 0,560                                 | 0,611                                  | 0,737                                     | etc.                                  |  |   |

p) Se verifică dacă bobinajele încap în fereastra transformatorului. Verificarea bazată pe stabilirea numărului de straturi [39] este greoaie. În practică s-a verificat în marea majoritate a cazurilor că bobinajele încap în fereastră dacă un coeficient de umplere a ferestrei, definit ca mai jos, nu depășește o anume valoare:

$$F_u = \frac{N_1 d_1^2 + \sum N_{2i} d_{2i}^2}{A_f} \leq 0,38 \dots 0,41 \text{ (0,42)} \quad , \quad (A5.22)$$



în care  $A_f$  [mm<sup>2</sup>] este aria ferestrei transformatorului și pentru tole normalizate

$$A_f = 3a^2 \quad (A5.23)$$

Valoarea superioară a factorului  $F_u$  se admite doar pentru un bobinaj îngrijit.

Dacă factorul de umplere  $F_u$  rezultă mai mic decât 0,30 (rămâne mult spațiu nefolosit în fereastră), se poate relua calculul transformatorului de la punctul e sau f, micșorându-se fie secțiunea miezului, fie dimensiunea „a” a tolelor, fie amândouă (dacă există rezerve la factorii adoptați în relațiile acestora).

Dacă factorul  $F_u$  rezultă cuprins între 0,30...0,35 fereastră nefiind complet ocupată, cum s-a presupus la scrierea relațiilor A5.14, se va relua calculul de la punctul k, stabilindu-se grosimile bobinajelor cu relațiile

$$g_1 = a \frac{N_1 d_1^2}{0,4 A_f}, \quad g_{2i} = a \frac{N_{2i} d_{2i}^2}{0,4 A_f}, \quad (A5.24)$$

unde numărătorul fracțiilor este deja calculat cu ocazia determinării factorului de umplere  $F_u$ .

Dacă factorul de umplere  $F_u$  rezultă mai mare decât 0,41 (0,42), bobinajul nu încapă în fereastră și trebuie reluat calculul transformatorului de la punctele e, f sau b, crescându-se una dintre mărimile  $S_{Fe}$ , a sau B (dacă mai există rezervă la B până la 1,2T).

Pentru executarea bobinajului și izolarea corespunzătoare între straturi și între înfășurări se va consulta un manual de bobinaj.

Pentru protejarea transformatorului în cazul unui scurtcircuit la sarcină este indicat să intercaleze la ieșirea fiecărui redresor câte o siguranță fuzibilă dimensionată la un curent cu 20%...30% mai mare decât curentul  $I_{ro}$ . Pentru evitarea aprinderii transformatorului, în cazul unei starăpungeri între spirele primarului sau în cazul unui scurtcircuit în redresor este indicat să se prevadă și în primar o siguranță fuzibilă, dimensionată la un curent cu 30...50% mai mare decât  $I_1$ .

În mod obișnuit se stabilește în cadrul proiectului și greutatea transformatorului ceea ce însă nu se prezintă aici.

### Documentația necesară

În cazul unui proiect de execuție de alimentator, în care nu este utilizat un transformator tipizat produs în serie la uzine de profil, este necesar să se includă în documentație următoarele planșe:

- schema electrică desfășurată și tabel cu datele bobinajelor transformatorului,
- carcasa bobinajului (subansamblu și componente separate) când aceasta nu este tipizată și trebuie confecționată (eventual prin injectare),
- bobinajul transformatorului pe carcasă (cu secțiune prin bobinaj pentru indicarea succesiunii înfășurărilor și vedere pentru indicarea scoaterii capetelor),
- ansamblul transformator, cu sistemul de strângere și fixare în montaj.



### Exemplu de calcul

Se va dimensiona transformatorul de rețea pentru redresorul cu punct de nul calculat în Anexa 4, având datele:  $E_1=220V \pm 8\%$ ,  $E_2=18,5V$ ,  $I_2=0,228A$ ,  $r_T=6,85\Omega$ .

Puterea aparentă maximă dintr-o înfășurare secundară și puterea aparentă totală din secundar sunt

$$P_{21} = \left(1 + \frac{\Delta E_1}{E_1}\right) E_2 I_2 = 1,08 \cdot 18,5 \cdot 0,228 = 4,55 \text{ VA}$$

$$P_2 = 2P_{21} = 2 \cdot 4,55 = 9,1 \text{ VA}$$

Raportul de transformare va fi

$$n = \frac{E_1}{E_2} = \frac{220}{18,5} = 11,9$$

Curentul efectiv din primar cauzat de  $I_2$  este

$$I_{11} = \frac{\sqrt{2}}{n} I_2 = \frac{\sqrt{2}}{11,9} 0,228 = 0,027 \text{ A}$$

Adoptând o inducție magnetică  $B=1T$ , rezultă curentul total din primar

$$I_1 = 1,6 I_{11} = 1,6 \cdot 0,027 = 0,043 \text{ A}$$

Puterea aparentă maximă din primarul transformatorului este

$$P_1 = \left(1 + \frac{\Delta E_1}{E_1}\right) E_1 I_1 = 1,08 \cdot 220 \cdot 0,043 = 10,25 \text{ VA}$$

Puterea medie (de calcul) a transformatorului este deci

$$P = \frac{P_1 + P_2}{2} = \frac{9,1 + 10,25}{2} = 9,67 \text{ VA}$$

Secțiunea miezului pentru o putere medie relativ redusă este

$$S = 1,53 \sqrt{P} = 1,53 \sqrt{9,67} = 4,77 \text{ cm}^2$$

Dimensiunea „a” a tolelor E+I va fi

$$a = 4 \sqrt{S_{Fe}} = 4 \sqrt{4,77} = 8,73 \text{ mm}$$

Se adoptă o dimensiune normalizată  $a=9\text{mm}$  și rezultă lățimea pachetului de tole

$$b = \frac{100 S_{Fe}}{2a} = \frac{100 \cdot 4,77}{2 \cdot 9} = 26,5 \text{ mm}$$

Numărul de spire pe volt pentru inducția  $B=1$  este

$$N_v = \frac{45}{BS_{Fe}} = \frac{45}{1 \cdot 4,77} \approx 9,4$$

iar numărul de spire din primar și secundar



$$N_1 = N_v E_1 = 9,4 \cdot 220 = 2068$$

$$N_2 = N_v E_2 = 9,4 \cdot 18,5 = 174$$

Se calculează amperspirele fiecărei înfășurări și totalul lor

$$N_1 I_1 = 2068 \cdot 0,043 = 72,4$$

$$N_2 I_2 = 174 \cdot 0,228 = 39,6$$

$$N_1 I_1 + 2N_2 I_2 = 72,4 + 2 \cdot 39,6 = 151,6$$

Grosimile bobinajului în fereastra transformatorului sunt (pentru o grosime a peretelui carcasei de 0,5mm)

$$g_1 = (a - g_c) \frac{N_1 I_1}{N_1 I_1 + 2N_2 I_2} = (9 - 0,5) \frac{72,4}{151,6} = 4,06 \text{ mm}$$

$$g_{21} = (a - g_c) \frac{N_2 I_2}{N_1 I_1 + 2N_2 I_2} = (9 - 0,5) \frac{39,6}{151,6} = 2,22 \text{ mm}$$

$$g_{22} = g_{21}$$

Lungimea spirei medii a fiecărei înfășurări, cu primarul în interior, este

$$l_{1med} = 2(2a + b + 4g_c) + \pi g_1 = 2(2 \cdot 9 + 26,5 + 4 \cdot 0,5) + \pi \cdot 4,06 = 105,7 \text{ mm}$$

$$l_{21med} = l_{1med} + \pi(g_1 + g_{21}) = 105,7 + \pi(4,06 + 2,22) = 125,4 \text{ mm}$$

$$l_{22med} = l_{21med} + \pi(g_{21} + g_{22}) = 125,4 + \pi(2,22 + 2,22) = 139,3 \text{ mm}$$

Lungimile conductoarelor de bobinaj vor fi deci

$$l_1 = N_1 l_{1med} \cdot 10^{-3} = 2068 \cdot 105,7 \cdot 10^{-3} = 218,5 \text{ m}$$

$$l_{21} = N_2 l_{21med} \cdot 10^{-3} = 174 \cdot 125,4 \cdot 10^{-3} = 21,8 \text{ m}$$

$$l_{22} = N_2 l_{22med} \cdot 10^{-3} = 174 \cdot 139,3 \cdot 10^{-3} = 24,2 \text{ m}$$

Rezistența transformatorului, având un singur redresor în secundar, se distribuie astfel

$$r'_1 = 0,3 r_T = 0,3 \cdot 6,85 = 2,05 \Omega, \quad r_2 = r_T - r'_1 = 4,8 \Omega$$

Rezistența primarului este atunci  $r_1 = n^2 \cdot r'_1 = 11,9^2 \cdot 2,05 = 291 \Omega$

Diametrul conductoarelor de bobinaj

$$d_1 = 0,15 \sqrt{\frac{l_1}{r_1}} = 0,15 \sqrt{\frac{218,5}{291}} = 0,130 \text{ mm}$$

$$d_{21} = 0,15 \sqrt{\frac{l_{21}}{r_2}} = 0,15 \sqrt{\frac{21,8}{4,8}} = 0,320 \text{ mm}$$

$$d_{22} = 0,15 \sqrt{\frac{l_{22}}{r_2}} = 0,15 \sqrt{\frac{24,2}{4,8}} = 0,337 \text{ mm}$$



Se constată că pentru primar trebuie adoptat diametrul normalizat  $d_1=0,140\text{mm}$ , deoarece, conform tabelului A5.2,  $I_1=43\text{mA}$  este apropiat de curentul maxim suportat de conductorul cu acest diametru ( $46\text{mA}$ ). De asemenea, pentru  $d_{21}$  se găsește în tabelul A5.2 o valoare normalizată foarte apropiată ( $0,315\text{mm}$ ) careia îi corespunde curentul maxim de  $0,234\text{A}$ , mai mare decât  $I_2=0,228\text{A}$ . Pentru conductorul celei de a doua înfășurări secundare trebuie adoptat diametrul  $d_{22}=0,355\text{mm}$ , întrucât diametrul normalizat inferior este cu ceva mai departe de valoarea rezultată în calcul ( $0,337\text{mm}$ ). Din cauza acestei adoptări, o jumătate a secundarului va prezenta o rezistență  $r_2$  de valoare ceva mai mică decât cealaltă.

Se verifică dacă bobinajul încapă în fereastra transformatorului

$$A_f = 3a^2 = 3 \cdot 9^2 = 243\text{mm}^2$$

și factorul de umplere

$$F_u = \frac{N_1 d_1^2 + N_1 d_{21}^2 + N_2 d_{22}^2}{A_f} = \frac{2068 \cdot 0,140^2 + 174 \cdot 0,135^2 + 174 \cdot 0,355^2}{243} = 0,328,$$

care arată că fereastra transformatorului nu este plină. Trebuie să se reia calculele grosimilor bobinajelor în fereastră deoarece ele nu umplu fereastra așa cum s-a presupus inițial.

Se calculează

$$g_1 = a \frac{N_1 d_1^2}{0,4 A_f} = 9 \frac{40,6}{0,4 \cdot 243} = 3,78\text{mm}$$

$$g_{21} = a \frac{N_2 d_{21}^2}{0,4 A_f} = 9 \frac{17,3}{0,4 \cdot 243} = 1,6\text{mm}$$

$$g_{22} = a \frac{N_2 d_{22}^2}{0,4 A_f} = 9 \frac{21,9}{0,4 \cdot 243} = 2,02\text{mm}$$

Recalculând cu acestea lungimile medii rezultă  $l_{1\text{med}}=104,7\text{mm}$ ,  $l_{21\text{med}}=121,5\text{mm}$ ,  $l_{22\text{med}}=132,8\text{mm}$  pentru care lungimile totale sunt:  $l_1=216,5\text{mm}$ ,  $l_{21}=21,1\text{mm}$ , iar  $l_{22}=23,1\text{mm}$ . Diametrele conductoarelor de bobinaj sunt:  $d_1=0,130\text{mm}$ ,  $d_2=0,314\text{mm}$ ,  $d_3=0,329\text{mm}$ .

Prin urmare, diametrele normalizate rămân cele stabilite anterior și calculele nu mai trebuie reluate.



## ANEXA 6

# ALIMENTATOR STABILIZAT AJUSTABIL DE 3 – 15V / 0,5 – 0,7A CU PROTECȚIE LA SCURTCIRCUIT

Schema de principiu a stabilizatorului este dată în fig. A6.1.

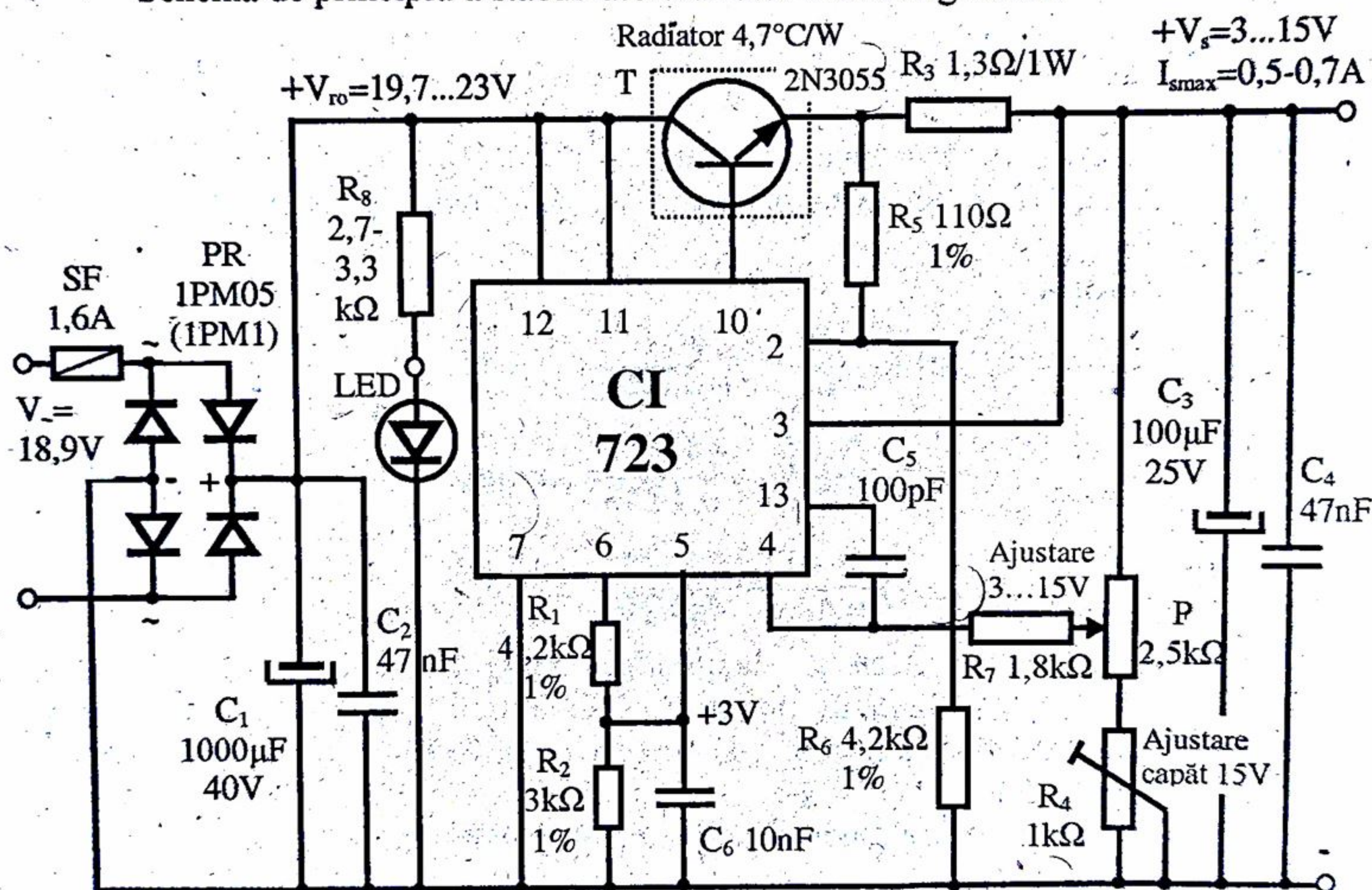


Fig.A1.1. Alimentator ajustabil de 3...15V / 0,5...0,7A.

Alimentatorul, sub formă de kit, poate fi furnizat la cerere de către firma RET Timișoara.

## Utilizarea kitului

În forma de kit, alimentatorul poate fi montat în orice aparat care necesită o sursă ajustabilă sau fixă de la care se preia un curent de sarcină limitat astfel:



- la 3V.....0,5A
- la 15V.....0,7A

La valori intermediare de tensiune, limitarea se face la un curent cuprins între 0,5...0,7A (de exemplu, la 9V îi corespunde curentul limită de 0,6A).

Principala aplicație a kitului este aceea de sursă de laborator, când el trebuie montat într-o cutie corespunzătoare împreună cu transformatorul de rețea (care nu se livrează cu kitul). Pe panoul cutiei se pot monta: potențiometrul P, un comutator de rețea, LED-ul indicator de funcționare a redresorului și eventual un voltmetru.

Încercarea de depășire a curentului stabilizatorului, arătat mai sus, de către utilizator, conduce la ieșirea din funcționare normală a stabilizatorului, tensiunea nu va mai fi stabilizată și va scădea. Datorită protecției la scurtcircuit prin limitare de curent cu întoarcere, alimentatorul nu se defectează nici la scurtcircuit de durată.

Pentru realizarea transformatorului de rețea se dau mai departe datele acestuia.

#### Caracteristici tehnice

- Tensiunea alternativă nominală din secundarul transformatorului în gol (când rețeaua are exact 220V): 18,9V / 50Hz,
- Variația suportată a tensiunii rețelei:  $\pm 7\%$ ,
- Tensiunea redresată nominală  $V_{ro}$  la 700mA: 21,4V,
- Pulsația tensiunii redresate la același curent, pentru  $C_1=1000\mu F$  (exact):  $\leq 1,1V$  (2,2V vârf la vârf),
- Tensiunea stabilizată 3...15V la curent de sarcină maxim de 0,5...0,7A,
- Limitarea cu întoarcere a curentului începe la 0,52...0,74A,
- Alimentatorul este protejat la scurtcircuit, curentul de scurtcircuit fiind de cca 0,45A,
- Variația maximă a tensiunii stabilizate (doar cu cablajul imprimat furnizat în kit):
  - cu curentul de sarcină (între 0...0,7A):  $\leq 10mV$ ,
  - cu tensiunea rețelei (în gama de variație a acesteia de  $\pm 7\%$ ):  $\leq 2mV$ ,
  - cu temperatura, la 3V:  $\leq 0,002\% / ^\circ C$ , la 15V:  $\leq 0,006\% / ^\circ C$ ,
- Zgomotul și riplul tensiunii de ieșire:  $< 1mV$ ,
- Datele transformatorului de rețea: miez din tole E12, cu grosimea pachetului 38mm; carcasa din material izolant de grosime 0,5...0,6mm; înfășurarea primară bobinată prima, cu  $N_1=1500$  spire, din conductor de cupru cu diametrul exterior (inclusiv izolația) 0,285mm, cu rezistența după bobinare de cca 80 $\Omega$ ; înfășurarea secundară cu  $N_2=125$  spire, din conductor cu diametrul exterior (inclusiv izolația) 0,81mm, cu rezistența după bobinare de cca 0,9 $\Omega$ ; pentru o tensiune de 220V (măsurată) aplicată la primar, trebuie să se obțină în secundar, în gol, tensiunea efectivă de 18,9V. Se atrage atenția că un transformator luat la întâmplare (chiar de tensiune potrivită) poate conduce la defectarea sau funcționarea incorectă a stabilizatorului.
- Dimensiunile kitului: în plan orizontal 85x57mm, în plan vertical: 58mm. Se vor prevedea spații de răcire a radiatorului: sub placa de montaj (10mm), și deasupra radiatorului (peste 30mm), găuri în carcasa aparatului, sub și deasupra radiatorului.



### Explicații privind funcționarea și realizarea schemei

Alimentatorul de 3...15V la curent de sarcină maxim de 0,5...0,7A din fig. A6.1 include în primul rând un redresor cu filtru capacitiv și protejat prin siguranță fuzibilă. Utilizatorul trebuie să-și realizeze singur transformatorul de rețea cu datele prezentate la caracteristici tehnice și să mai prevadă o siguranță fuzibilă în primarul acestuia de curent 0,25A. Se atrage atenția că un transformator luat la întâmplare (chiar de tensiune potrivită) poate conduce la defectarea sau funcționarea incorectă a stabilizatorului.

În continuare, alimentatorul include stabilizatorul de tensiune ajustabil, realizat cu circuitul integrat 723(C) care permite obținerea unor performanțe deosebite la variația tensiunii rețelei, a curentului de sarcină și a temperaturii mediului. Calitatea stabilizatorului cu un astfel de circuit integrat depășește tot ce se poate realiza cu alte tipuri de integrate. Calculul acestui stabilizator s-a făcut pe baza metodei prezentată în capitolul 4 al cărții de față.

Pentru simplitatea schemei s-a renunțat la prevederea a două semireglabile de ajustare precisă a capetelor gamei de tensiune 3...15V. Este posibilă deci numai ajustarea la 15V, cu ajutorul semireglabilului  $R_4$ . Limita de 3V s-ar putea ajusta doar schimbând corespunzător o rezistență din divizorul  $R_1 - R_2$ , astfel încât la ieșirea acestuia să se obțină tensiunea exactă de 3V.

Limitarea curentului de sarcină are loc în jurul valorii de 0,52...0,74A, stabilită astfel încât să nu se depășească puterea de cca 11W a ansamblului tranzistor pe radiator (radiator cu aripioare tip U5 al firmei RET). Protecția prin limitare de curent cu întoarcere, realizată cu ajutorul rezistoarelor  $R_3, R_4, R_5$ , prevăzută la o sursă de tensiune ajustabilă, conduce inevitabil la modificarea curentului de sarcină la care are loc limitarea. Aceste rezistoare trebuie să aibă toleranță redusă (1..2%). Pe montaj este prevăzută posibilitatea conectării unei rezistențe  $R'_3$  în paralel cu  $R_3$  pentru a se putea ajusta valoarea ultimei astfel ca la 15V la ieșire limitarea curentului să aibă loc la 0,72...0,74A.

Schema stabilizatorului are prevăzute condensatoare ceramice (neapărat ceramice!) și electrolitice pentru reducerea zgomotelor, a pulsațiilor și pentru eliminarea oscilațiilor tensiunii de ieșire. După realizarea montajului alimentatorului, inclusiv a transformatorului de rețea, trebuie experimentat ansamblul, vizualizând în special pe osciloscop (pe intrarea de tensiune alternativă a acestuia și cu amplificare suficientă) ieșirea stabilizatorului la curent maxim (0,5...0,7A), spre a se constata că tensiunea de ieșire nu are oscilații sau riplu mai mare de 1mV vârf la vârf. În lipsa osciloscopului, prezența oscilațiilor se poate de obicei constata prin faptul că la modificări mari ale curentului de sarcină tensiunea de ieșire variază cu câteva zeci de mV în loc de cca 5mV cât este normal.

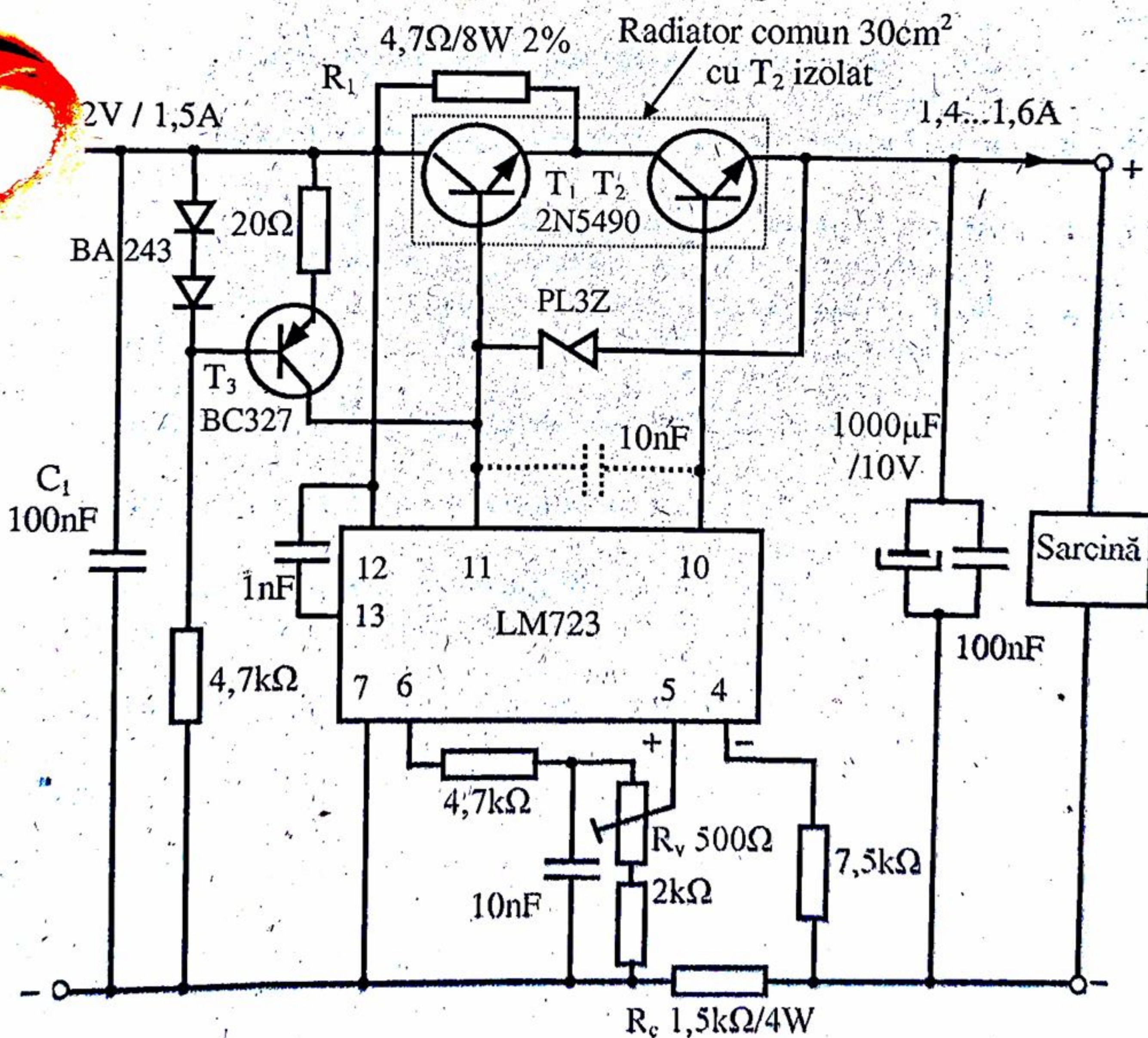


## ANEXA 7

## STABILIZATOR DE CURENT 1,5A

S-a considerat util să se prezinte și un exemplu de stabilizator de curent, care are schema apropiată de aceea a unui stabilizator de tensiune (nu se poate folosi însă în acest scop). Pentru a se realiza un stabilizator de curent, la intrarea inversoare a amplificatorului de eroare se aplică o tensiune proporțională cu curentul și anume, căderea dată de acest curent pe o rezistență de măsurare înseriată în circuit (aici  $R_c$ ).

Schema dată mai jos prezintă două particularități importante: utilizează regulatorul integrat 723 și elementul de reglare serie cu două tranzistoare în serie, care asigură performanțe deosebit de bune. Schema este prevăzută cu ajustarea curentului stabilizat la valoarea 1,5A. Pe rezistența  $R_c$  trebuie asigurată o tensiune minimum 2V.



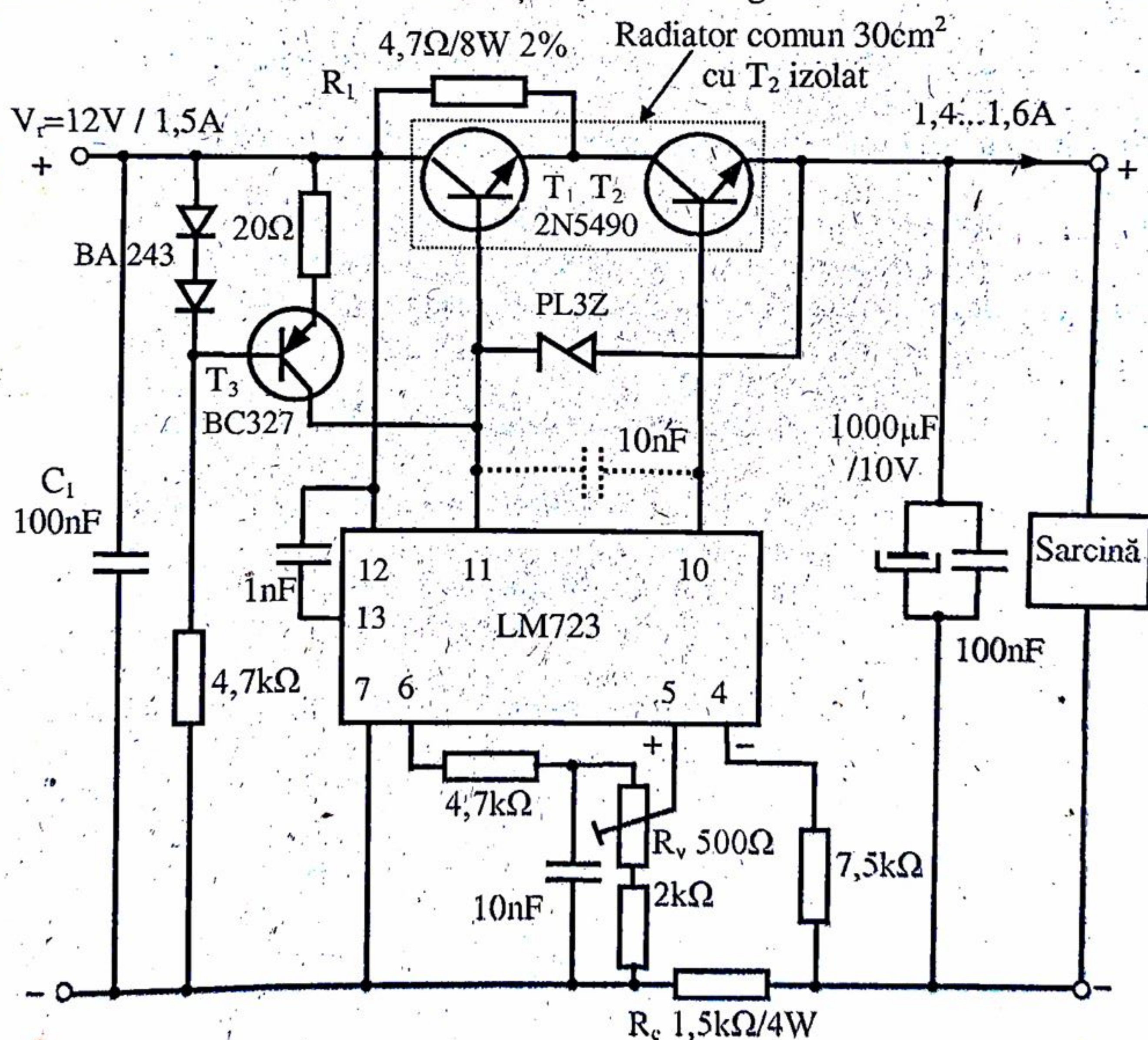


## ANEXA 7

## STABILIZATOR DE CURENT 1,5A

S-a considerat util să se prezinte și un exemplu de stabilizator de curent, care are schema apropiată de aceea a unui stabilizator de tensiune (nu se poate folosi însă în acest scop). Pentru a se realiza un stabilizator de curent, la intrarea inversoare a amplificatorului de eroare se aplică o tensiune proporțională cu curentul și anume, căderea dată de acest curent pe o rezistență de măsurare înseriată în circuit (aici  $R_c$ ).

Schema dată mai jos prezintă două particularități importante: utilizează regulatorul integrat 723 și elementul de reglare serie cu două tranzistoare în serie, care asigură performanțe deosebit de bune. Schema este prevăzută cu ajustarea curentului stabilizat la valoarea 1,5A. Pe rezistența  $R_c$  trebuie asigurată o tensiune minimum 2V.





## BIBLIOGRAFIE

- [1]. M. Girard, *Alimentation linéaires*, Ediscience, 1993,
- [2]. M. Girard, *Alimentation à découpage*, Ediscience, 1993,
- [3]. J. C. Fanton, *Calcul pratique des circuits électroniques. 1. Les alimentations*, Edition Radio, 1991,
- [4]. J. C. Guignard, M. Ciugudean, *Alimentation linéaire utilisant deux régulateurs en série*, Electronique, Paris, No.45, Février 1995, pag.57-63,
- [5]. M. Ciugudean, *Régulateur de tension avec élément de régulation à deux transistors en série*, L'Onde Electrique, Paris, vol.72, No.1, Janvier-Février 1992, pag.42-47,
- [6]. J. C. Guignard, *L'alimentation corrige son facteur de puissance*, Electronique, Paris, No.33, Décembre 1993,
- [7]. M. Ciugudean, *Proiectarea unor circuite electronice*, Editura Facla, Timișoara, 1983,
- [8]. M. Ciugudean, V. Tiponut, M. Tănase, I. Bogdanov, H. Cârstea, A. Filip, *Circuite integrate liniare. Aplicații*, Editura Facla, Timișoara, 1986, pag.159-169,
- [9]. M. Ciugudean, T. Mureșan, H. Cârstea, M. Tănase, *Electronică aplicată cu circuite integrate analogice. Dimensionare*, Editura de Vest, Timișoara, 1991, pag. 127-137, 246-324, 365-370,
- [10]. I. Ristea, C. A. Popescu, *Stabilizatoare de tensiune*, Editura Tehnică București, 1984,
- [11]. V. Popescu, *Electronică aplicată. Stabilizatoare de tensiune în comutație*, Editura de Vest, Timișoara, 1992,
- [12]. I. Ponner, *Electronică industrială*, EDP București, 1972, pag.196-199,
- [13]. F. Jongbloet, *Le calcul des radiateurs en électronique*, Electronique Pratique, No.180, Avril 1994, pag.103-106,
- [14]. S. Franco, *Design with operational amplifiers and analog integrated circuits*, Mc. Grow Hill Book Company, 1988, cap.10,
- [15]. H. Cadinot, *LM317 National Semiconductors, Régulateur de tension ajustable*, Electronique Pratique, No.193, pag.107-109,
- [16]. R. H. Swanson, *L'analogique aussi découple ses performances*, Electronique, Paris, No.34, Janvier 1994, pag.24-26,
- [17]. SGS THOMSON MICROELECTRONICS, *Power transistors. Databook*, 1989,
- [18]. NATIONAL SEMICONDUCTORS, *Voltage regulator handbook*,



- [19]. M. Ciugudean, S. Crişan, M. Chivu, *Considérations sur la limitation de courant à caractéristique rentrante aux régulateurs de tension avec circuit intégré  $\beta A723$* , Buletinul ştiinţific şi tehnic al IP Timişoara, Seria Electrotehnică, Ian.-Dec.1990, pag.99-106,
- [20]. M. Ciugudean, M. Tomoroga, L. Jurcă, *Le calcul de la résistance thermique des radiateurs à ailettes*, Buletinul ştiinţific şi tehnic al UT Timişoara, Tom38, Electrotehnică Electronică şi Telecomunicaţii, 1993, pag.153-156,
- [21]. SGS THOMSON MICROELECTRONICS, *Small Signal Transistors Databook*, 1989,
- [22]. SGS THOMSON MICROELECTRONICS, *Power Supply Application Manual*, 1985,
- [23]. S. Naicu, D. Marinescu, *Stabilizatoare de tensiune cu circuite integrate*, General Elco-Press, Bucureşti, 1997,
- [24]. B. Magyari, *Analóg IC Atlasz. Feszültségszabályozók*, Műszaki Könyvkiadó Budapest, 1987,
- [25]. D. Petreuş, S. Lungu, *Design of a PFC preregulator with zero-current switching*, Acta Tehnica Napocensis, Electronics and Telecommunications, Vol.37, No. 1, 1997, p.36-40,
- [26]. SGS THOMSON MICROELECTRONICS, *Power factor corrector L6560 advanced information*, March 1994,
- [27]. R. Pencreach, *Calcul des transformateurs d'alimentation en électronique courant faible*, Edition Eyroles, 1980,
- [28]. J. D. Lenk, *Simplified design of linear power supply*, Butterworth-Heineman, 1994,
- [29]. Motorola, *Semiconductor technical data. Power factor controllers advance information - MC34262, MC33262*, 1993,
- [30]. THOMSON-LCC, *Ferrites doux « Ferrinox ». Guide de choix. Applications industrielles*, 1988,
- [31]. ICSITE Bucureşti, *Ferrites catalogue*,
- [32]. M. Ciugudean, *Circuite alalogice. Curs*, UT Timişoara, 1995, pag.122-125, 159-165,
- [33]. C. Basso, *Le calcul des condensateurs de filtrage*, Electronique Radio Plans, No.570, pag.87-91,
- [34]. RET-Timişoara, *Circuit de protecţie pentru stabilizator de tensiune fixă*, Documentaţia chitului,
- [35]. M. Ciugudean, *Stabilizator de curent*, RET, Timişoara, Nr.4,
- [36]. CCSIT-CE, *Catalog. Circuite integrate liniare*, Bucureşti, 1987,
- [37]. A. Vătăşescu, M. Bodea şi un colectiv, *Circuite integrate liniare. Manual de utilizare*, Vol.I şi IV, Editura Tehnică, Bucureşti, 1979, 1983,
- [38]. Intreprinderea de Relee Mediaş, *Catalog de produse*, 1991,



- [39]. G. Mityco, M. Ciucă, *Alimentarea radioreceptoarelor și televizoarelor*, Editura Tehnică, București, 1970,
- [40]. V. I. Roginski, *Electriceskoe pitanie radiotekhnicheskikh ustroystv*, Gosenergoizdat, Moskva, 1957,
- [41]. M. Ciugudean, *Relația dintre rezistențele interne ale circuitului redresor cu și fără capacitate*, Buletinul științific și tehnic al IP Timișoara, Seria Electrotehnică. Fasc.2/1980,
- [42]. M. Ciugudean, *Contribuții la proiectarea redresoarelor monofazate de putere redusă cu filtru capacitiv*, CNETAC, IP București, Noiembrie, 1982,
- [43]. D. I. Moseanu, *Redresoare cu semiconductoare*, Editura Tehnică, București, 1975,
- [44]. I. Felea și alții, *Circuite cu tranzistoare în industrie*, Vol.II, Editura Tehnică, București, 1964,
- [45]. R. Ovidiu, *Componente electronice pasive. Catalog*, Editura Tehnică, București, 1981,
- [46]. M. Huhulescu, *Bobinarea aparatelor electronice de joasă tensiune*, Editura Tehnică, București, 1978,
- [47]. IPRS, *Circuite integrate liniare*, 1980, 1981,
- [48]. M. Dumitrescu, *Stabilizatoare de tensiune și curent*, Editura Tehnică, București, 1965,
- [49]. M. Ciugudean, M. Tănase, *Contribuții la proiectarea surselor de tensiune stabilizată cu element de reglare cu două tranzistoare în serie*, Buletinul Științific al IP Cluj-Napoca, Nr.22, 1979, pag.46-50,
- [50]. E. Simion, C. Miron, L. Feștilă, *Montaje electronice cu circuite integrate analogice*, Editura Dacia, Cluj-Napoca, 1986,
- [51]. IPRS, *Cataloage de diode tiristoare tranzistoare*, 1977 .
- [52]. SGS THOMSON MICROELECTRONICS, *Zener and Rectifier Diode, Databook*, 1990.



## CONTINUT

|  |     |
|--|-----|
| CAP. 1. Introducere.....   | 7   |
| 1.1. Comparatie între stabilizatoarele de tensiune liniare și cu comutație.....  | 7   |
| 1.2. Scheme bloc de bază ale stabilizatoarelor liniare.....  | 9   |
| 1.3. Elemente de reglare serie (ERS).....  | 11  |
| 1.4. Protecția ERS.....  | 18  |
| 1.5. Parametrii de performanță ai reglatoarelor și stabilizatoarelor liniare.....  | 24  |
| 1.6. Stabilizatoare de tensiune speciale.....  | 26  |
| 1.7. Calcule ce trebuie făcute la alimentatoarele cu reglatoare.....   | 32  |
| 1.8. Realizarea cablajului imprimat și a montajului corect.....  | 33  |
| CAP. 2. Stabilizator de tensiune cu AO de putere TDA2030.....  | 35  |
| CAP. 3. Stabilizatoare de tensiune cu circuit integrat LM723.....  | 45  |
| CAP. 4. Stabilizatoare de tensiune cu circuit integrat LM723 și un<br>tranzistor extern, obișnuite.....                            | 63  |
| CAP. 5. Stabilizatoare de tensiune cu circuit integrat LM723 și un tranzistor<br>extern, cu ERS cu două tranzistoare în serie..... | 75  |
| CAP. 6. Stabilizatoare de tensiune cu LM723 și două tranzistoare externe în serie.....   | 88  |
| CAP. 7. Stabilizator de tensiune cu ajustare de la zero, cu circuite<br>integrate LM723 și două tranzistoare externe în serie..... | 109 |
| CAP. 8. Stabilizatoare de tensiune fixă cu circuitul integrat L78XX.....   | 117 |
| CAP. 9. Stabilizatoare de tensiune ajustabilă cu circuit integrat L7805.....   | 131 |
| CAP. 10. Stabilizator de tensiune ajustabilă cu circuit integrat LM117 (217,317).....  | 140 |
| CAP. 11. Stabilizator de tensiune cu două circuite integrate LM117<br>(217, 317) în serie.....                                     | 154 |
| CAP. 12. Stabilizatoare de tensiune fixă (5V) cu circuit integrat LM223 (323).....   | 168 |
| CAP. 13. Stabilizator de tensiune ajustabilă de la zero, cu circuit integrat<br>LM223(323).....                                    | 176 |
| CAP. 14. Stabilizator de tensiune ajustabilă cu circuit integrat L200.....   | 183 |
| CAP. 15. Stabilizator de tensiune ajustabilă cu circuit integrat L200<br>și tranzistor extern.....                                 | 196 |
| CAP. 16. Stabilizatoare de tensiune duale cu circuit integrat 1468.....  | 204 |
| CAP. 17. Alimentator de tensiune redusă cu factor de putere corectat, cu circuit<br>integrat L6560.....                            | 219 |
| ANEXE: A1. Calculul radiatorului pentru un dispozitiv semiconductor<br>sau un circuit integrat.....                                | 234 |
| A2. Determinarea experimentală a ariei SOA la reglatoarele integrate.....  | 240 |
| A3. Circuit de protecție pentru surse stabilizate.....   | 243 |
| A4. Calculul redresorului cu filtru capacitiv.....   | 253 |
| A5. Calculul transformatorului de rețea pentru redresor.....   | 262 |
| A6. Alimentator stabilizat ajustabil de 3-15V/0,5-0,7A cu protecție la scurtcircuit.....   | 272 |
| A7. Stabilizator de curent 1,5.....  | 275 |
| BIBLIOGRAFIE.....  | 276 |





## EDITURA DE VEST

După o experiență de 25 de ani în domeniul stabilizatoarelor de tensiune cu circuite integrate liniare, bazată pe cele mai performante realizări mondiale în domeniu, cărțile și studiile profesorului M. Ciugudean, publicate în țară și în mari centre europene precum capitala Franței, sunt căutate de toți studenții și proiectanții electroniști, îndeosebi pentru că ele conțin metode de calcul, scheme bine realizate și, experimentate, majoritatea originale, inventate de autorul timișorean, precum și ridicarea experimentală a numeroase grafice care lipsesc din cataloagele fabricilor.



ISBN 973-26-0344-9